无线电爱好者读本

(上)

(第二次修订本)

本书编写组
编著



无线电爱好者丛书

精·品·系·列

- 多次重印，畅销不衰
- 介绍了电子器件及各种单元电路
- 通俗易懂的原理介绍 透彻深入的电路分析
- 使读者轻松步入“电子世界”

人民邮电出版社



ISBN 7-115-07864-5

9 787115 078643 >

ISBN7-115-07864-5/TN·1499
定价：25.00 元

人民邮电出版社

无线电爱好者丛书精品系列

无线电爱好者读本

（第二次修订本）（上）

本书编写组　编著

人民邮电出版社

图书在版编目(CIP)数据

无线电爱好者读本,上/本书编写组编著. -3版(修订本). -北京:人民邮电出版社,2000.1

(无线电爱好者丛书精品系列)

ISBN 7-115-07864-5

Ⅰ.无... Ⅱ.本... Ⅲ.无线电技术-普及读物 Ⅳ.TN014

中国版本图书馆CIP数据核字(1999)第14669号

无线电爱好者丛书精品系列

无线电爱好者读本(上)

第二次修订本

◆ 编　　著　本书编写组

责任编辑　唐素荣

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街14号

邮编　100061　　电子函件　315@pptph.com.cn

网址　http://www.pptph.com.cn

北京汉魂图文设计有限公司制作

北京朝阳隆昌印刷厂印刷

新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本:787×1092　1/32

印张:19.125

字数:438千字　　2000年1月第3版

印数:567 151-572 150册　　2000年6月北京第17次印刷

ISBN 7-115-07864-5/TN·1499

定价:25.00元

内容提要

《无线电爱好者读本》(简称《读本》)是中国电子学会组织编写的"无线电爱好者丛书"中的一种,这次修订后又被列入"无线电爱好者丛书精品系列"。这次是在1993年修订本的基础上对原书内容再次进行了更新、充实及必要的删节,并保持了原书系统性强、深入浅出、通俗易懂、取材新颖,科学性、知识性、趣味性、实用性并重的特点。

本书从各种现代无线电设备的共性出发,系统地介绍了电子器件的基础知识,以及各种无线电单元电路(其中包括放大电路、电源电路、正弦波振荡电路、调制与解调电路、混频电路和变频电路、集成运算放大电路、数字集成电路等)的工作原理和分析方法。在写法上侧重讲清物理概念,避免繁琐的数学推导,以适合具有中等文化程度的读者学习。

前　言

广大无线电爱好者大多是从业余制作起步的，通过制作一些简单的无线电设备，积累了初步的实践经验，产生了日益浓厚的兴趣，由此进一步去探索无线电世界的奥秘。但是，无线电技术的初学者，在分析比较复杂的电子电路或对无线电整机进行调试和修理时，却由于缺乏比较系统的理论知识而感到困难和吃力。理论基础薄弱羁绊了无线电爱好者长足进取。为了向具有中等文化水平的读者普及无线电电子学方面的基础知识，系统地介绍无线电路的基本原理和基本分析方法，指导他们更好地从事业余无线电实验和制作活动，我们编写了这套书。

《读本》是中国电子学会组织编写的"无线电爱好者丛书"中的一种，自 1983 年出版以来，深受读者欢迎，连年重印，畅销不衰。1993 年又出版了本书的修订本。近年来，无线电技术发展十分迅速，新型电子器件不断涌现，无线电设备特别是音像设备及通信设备不断更新换代。当前，为了贯彻党和政府提出的科教兴国和可持续发展战略，电子科学技术的普及工作越来越受到各方面的重视。由中国科学技术协会青少年工作部和《无线电》杂志编辑部联合举办的全国"少年电子技师"等级证书认定活动，正在全国范围蓬勃展开，无线电爱好者的队伍不断壮大，业余无线电活动的内容也在更新和变化。在这样的形势下，《读本》1993 年修订本的内容已经不能适应无线电爱好者新的、更高的需求。为此，根据广大读者的意见，我们对原书再次进行了修订。

《读本》不涉及某种设备的制作工艺、调试、维修等内容，主要是从各种无线电设备的共性出发，比较深入地阐述了各种电子器件、无线电单元电路以及整机的工作原理和分析方法。在写法上侧重讲清物理概念，尽量避免繁琐的数学推导，力求深入浅出，通俗易懂，便于自学。这次修订在保持原书特色的前提下，进行了全面改写，更加突出了内容的新颖性和实用性，删去了介绍一般科普知识的“绪论”、“微型计算机基础知识”等章节，新增了“Hi-Fi 及 AV 家庭影院”、“光盘”等当前比较热门的内容。

《读本》(第二次修订本)分上、中、下三册出版。上册内容包括“电子器件”、“放大电路基础”、“电源电路”、“正弦波振荡电路”、“调制与解调电路”、“混频电路与变频电路”、“集成运算放大电路”、“数字集成电路”等八章，由宋东生编写；中册内容包括“Hi-Fi 及 AV 家庭影院”、“收音机”、“录音机”三章，由张庆双和张春元编写；下册内容包括“电视机”、“录像机与摄像机”、“光盘机”三章，由张燕杰、聂元铭、杨克威编写。

本书 1983 年第一版和 1993 年修订本的作者为宋东生、李璜、张春元、王行国、赵锡禄、张爱华、王贯一、杨克威、朱凯、许茂祖等同志，他们为无线电技术的普及作出了贡献，在此表示诚挚的感谢。

编者

目录

第一章 电子器件 …… 1
第一节 什么是半导体 …… 1
第二节 半导体器件的核心——PN结 …… 7
第三节 半导体二极管及稳压管 …… 11
第四节 半导体三极管 …… 18
第五节 场效应管 …… 34
第六节 晶闸管(可控硅) …… 46
第七节 半导体光电器件 …… 51
第八节 电真空器件 …… 59

第二章 放大电路基础 …… 96
第一节 放大电路的组成和主要性能指标 …… 97
第二节 放大电路的基本分析方法 …… 102
第三节 多级放大电路 …… 137
第四节 负反馈放大电路 …… 155
第五节 功率放大电路 …… 183
第六节 高频放大电路 …… 213

第三章 电源电路 …… 239
第一节 二极管整流电路 …… 239
第二节 平滑滤波电路 …… 246
第三节 倍压整流电路 …… 254

第四节　硅稳压管稳压电路 …………………………… 259
第五节　串联型晶体管稳压电路 ……………………… 265
第六节　集成稳压电路 ………………………………… 279
第七节　开关式稳压电路 ……………………………… 293
第八节　晶闸管可控整流及调压电路 ………………… 303

第四章　正弦波振荡电路 ………………………………… 321
第一节　LC 回路中的电磁振荡 ……………………… 322
第二节　LC 正弦波振荡电路 ………………………… 329
第三节　RC 正弦波自激振荡电路 …………………… 344
第四节　石英晶体正弦波振荡电路 …………………… 352
第五节　陶瓷滤波器振荡电路 ………………………… 358
第六节　正弦波振荡电路实例分析 …………………… 363

第五章　调制与解调电路 ………………………………… 371
第一节　从无线电的发送与接收谈起 ………………… 371
第二节　振幅调制电路 ………………………………… 375
第三节　调幅信号的解调(检波) ……………………… 382
第四节　频率调制电路 ………………………………… 394
第五节　调频信号的解调(鉴频) ……………………… 403

第六章　混频电路与变频电路 …………………………… 412
第一节　混频电路的组成及工作原理 ………………… 413
第二节　晶体管混频电路 ……………………………… 422
第三节　二极管混频电路 ……………………………… 430

第七章　集成运算放大电路 ……………………………… 431

第一节　集成电路概述………………………………… 431
第二节　运算放大电路的基本概念……………………… 434
第三节　集成运算放大电路中的基本单元……………… 444
第四节　集成运放产品电路分析示例…………………… 458
第五节　集成运算放大电路的主要参数及测试………… 466
第六节　集成运算放大电路应用示例…………………… 473

第八章　数字集成电路 ………………………………………… 482
第一节　二极管与晶体管开关…………………………… 483
第二节　逻辑代数与逻辑电路…………………………… 490
第三节　集成门电路……………………………………… 504
第四节　触发器…………………………………………… 515
第五节　计数器…………………………………………… 536
第六节　译码器及数字显示器…………………………… 547
第七节　寄存器…………………………………………… 554
第八节　存储器…………………………………………… 557
第九节　基本脉冲电路…………………………………… 574
第十节　时基集成电路及其应用………………………… 591

第一章
电子器件

第一节　什么是半导体

“半导体”在现代电子技术中扮演着极为重要的角色。形形色色的半导体器件已经成为电子设备的心脏，无线电爱好者更是整日和半导体器件打交道。所以，学习和掌握半导体的基础知识是十分必要的。

什么是半导体呢？从电的观点来看，可以把物质分成三大类：容易传导电流的物质，如银、铜、铝、铁等，称为导体；能够可靠地隔绝电流的物质，如橡胶、塑料、陶瓷、云母等，称为绝缘体；导电能力介于导体和绝缘体之间的物质，则称为半导体。常用的半导体材料有硅、锗、硒、砷化镓以及金属的氧化物和硫化物，等等。

单纯从导电性能来看，半导体既不能很好地传导电流，又不能可靠地隔绝电流，所以它在电工和电子技术领域中，曾长期受到冷遇。直到 1948 年发明了晶体管，人们才发现半导体的许多奇妙而可贵的特性，也正是半导体器件的应用引起了电子学领域的第二次革命。

一、半导体的奇妙特性

半导体主要有以下几个方面的重要特性：

1. 热敏特性

半导体的电阻率随温度变化会发生明显地改变。例如纯锗，温度每升高 10℃，它的电阻率就要减小到原来的 1/2。温度的细微变化，能从半导体电阻率的明显变化上反映出来。利用半导体的热敏特性，可以制作感温元件——热敏电阻，用于温度测量和控制系统中。值得注意的是，各种半导体器件都因存在着热敏特性，在环境温度变化时影响其工作的稳定性。

2. 光敏特性

半导体的电阻率对光的变化十分敏感。有光照时，电阻率很小；无光照时，电阻率很大。例如，常用的硫化镉光敏电阻，在没有光照时，电阻高达几十兆欧姆，受到光照时，电阻一下子降到几十千欧姆，电阻值改变了上千倍。利用半导体的光敏特性，制作出多种类型的光电器件，如光电二极管、光电三极管及硅光电池等，广泛应用在自动控制和无线电技术中。

3. 掺杂特性

在纯净的半导体中，掺入极微量的杂质元素，就会使它的电阻率发生极大的变化。例如，在纯硅中掺入百万分之一的硼元素，其电阻率就会从 214000Ω·cm 一下子减小到 0.4Ω·cm，也就是硅的导电能力提高了 50 多万倍。人们正是通过掺入某些特定的杂质元素，人为地精确地控制半导体的导电能力，制造成不同类型的半导体器件。可以毫不夸张地说，几乎所有的半导体器件，都是用掺有特定杂质的半导体材料制成的。

二、半导体的晶体结构

构成一切物质的基础是原子。按照原子排列形式不同，物质可分为晶体和非晶体两大类。晶体通常都具有规则的几何形状，它内部的原子按照一定的晶格结构有规律地整齐排列着。

而非晶体内部的原子排列则没有规律，显得杂乱无章。

半导体材料硅和锗都是晶体。由化学元素周期表可知，硅和锗都是四价元素，也就是说它们的原子最外层轨道上都有四个价电子。在硅和锗晶体中，正是利用价电子把相邻原子结合起来，形成特定的晶体结构。图 1－1 给出了半导体单晶结构的模型。

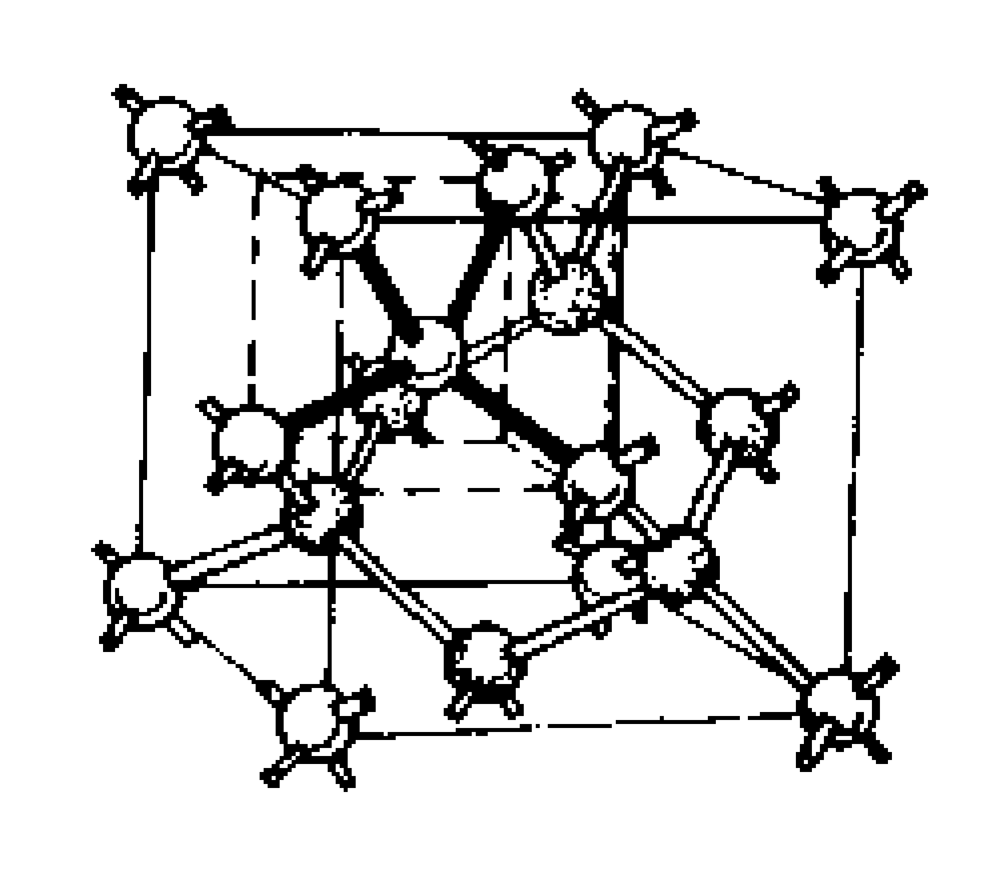
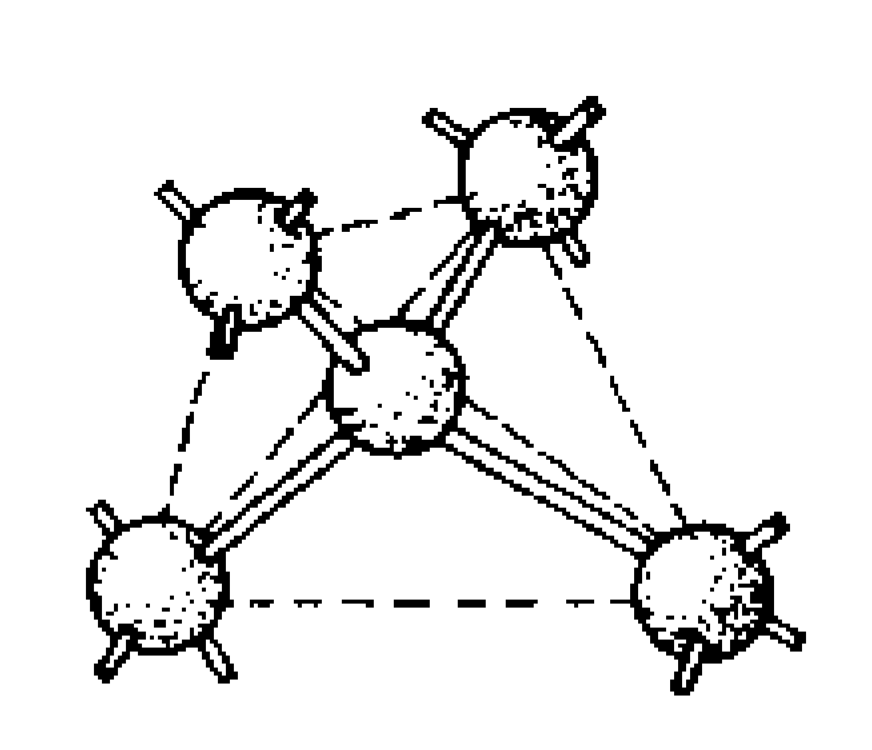
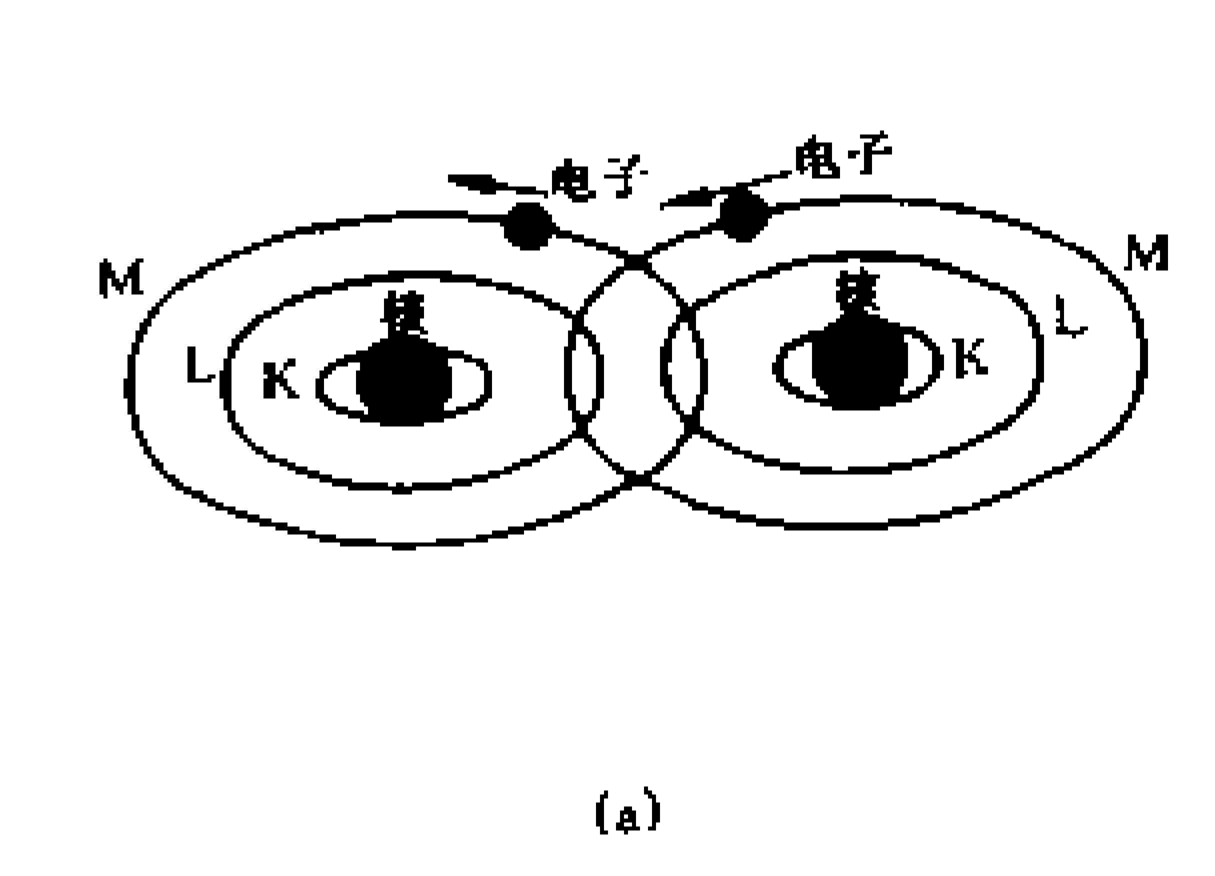



图 1－1 半导体硅的单晶模型

可以看出，每个硅原子位于一个四面体的中心，而四个顶角为另外的四个硅原子所占有。由于硅是四价元素，每一个硅原子的四个价电子分别与最邻近的硅原子的一个价电子结成电子对，这一对价电子便属于两个相邻原子所共有［图 1－2(a)］，使每个原子的外层电子都填满到 8 个［图 1－2(b)］，形成比较稳固的结构。

在晶体中相邻原子的距离很近，价电子不仅受到所属原子核的作用，而且还受到相邻原子核的吸引。两个共用的价电子，使两个硅原子间产生了一种束缚力，就像链条一样把两个原子互相拉住，不易分开。以这种方式结合起来的作用力，称为共价键［图 1－2(b)］。

纯净的不含有任何杂质的半导体，称为本征半导体。在本征半导体中，所有原子的价电子都参加了共价键的结合，没有自



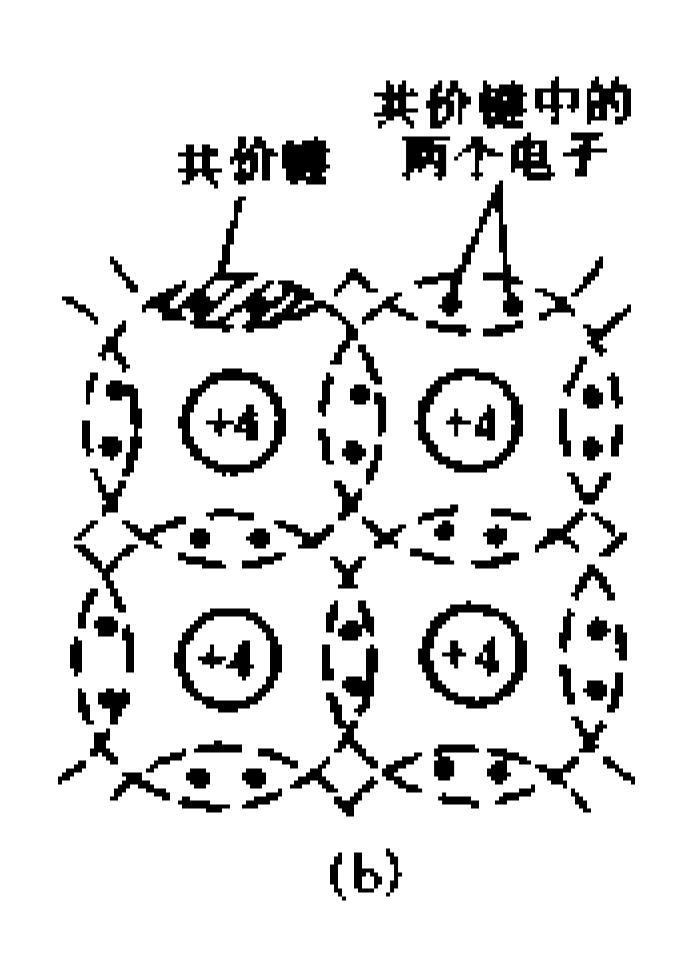


图 1－2　硅单晶的平面模型

由电子，这种晶体称为“理想晶体”。实际上，只有在热力学零度（－273.16℃）时，才会获得这种理想晶体。

在常温下，共价键上的电子都处于热运动状态，这种热运动的结果使共价键中个别电子在常温下获得足够的能量，从共价键上挣脱出来，变成自由电子。这些自由电子在结晶格子内自由自在地运动。温度越高，热运动的能量越大，激发出来的自由电子越多。在电场力的作用下，自由电子就会朝一定方向做漂移运动，形成半导体中的电子电流。受共价键束缚的电子激发成为自由电子的过程，叫做本征激发。

值得注意的是，个别电子离开共价键后，不会破坏晶体结构。当有一个束缚电子从共价键上跳脱出来时，原来所在的共价键上就会留下一个电子的空位，称为“空穴”，如图1－3所示。

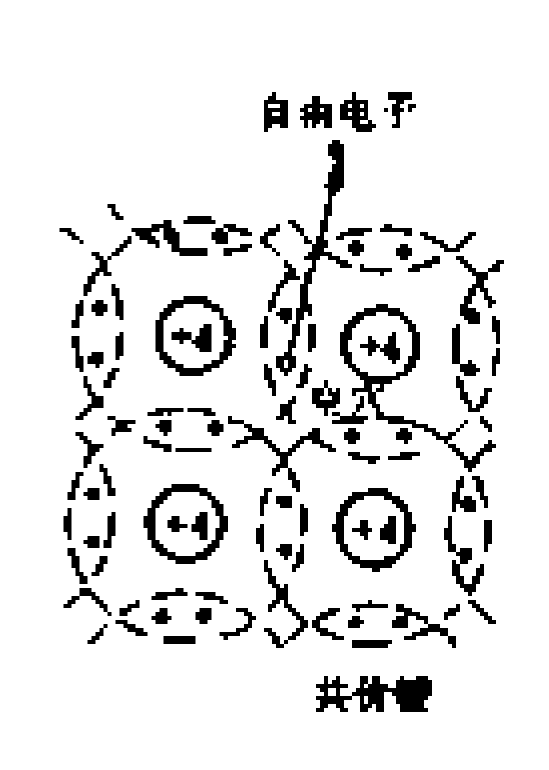


图 1－3　空穴的产生

空穴的出现，意味着空穴所在地方的硅原子失去了一个价电子，原来是电中性的硅原子由于负电荷的减少而变成带正电的正离子。空穴在哪里出现，哪里就产生正离子，空

穴成了正离子的象征。为研究方便，就把空穴作为正电荷来看待。有趣的是，某一个共价键上出现了空穴时，由于热运动，邻近共价键上的电子就可能跳过来填补它，使空穴转移到邻近的共价键上去。这种物理过程不断地重复着，空穴在共价键上不停地转移。因此，空穴这种特殊的正电荷如同自由电子一样，可以在晶格上自由自在地运动。在电场力的作用下，空穴将朝一定方向进行漂移运动，形成半导体中的空穴电流。

在本征半导体中，由于热激发，自由电子和空穴是成对出现的。自由电子和空穴在晶体内自由运动时，又可能相遇，电子"掉进"空穴中，二者重新结合而同时消失，这个过程叫"复合"，复合时释放出能量，再产生新的电子－空穴对。在一定温度下，电子－空穴对复合的速率等于产生的速率，使本征半导体中电子和空穴的浓度保持一定。温度升高后，热激发的能量增加，电子－空穴对产生的速率增高，使本征半导体中电子－空穴对的浓度增大。在半导体中，自由电子和空穴都是运载电流的粒子，它们统称为载流子。

三、两种不同导电类型的半导体——N型和P型半导体

在常温下，虽然本征半导体中存在着由热激发产生的电子和空穴两种载流子，但它们的浓度比金属导体中自由电子的浓度要低100亿倍左右，导电性能太差，而且载流子的浓度又与温度有密切的关系，所以不能直接用来制作半导体器件。用来制作半导体器件的是两类掺有特定杂质元素的半导体，即N型和P型半导体。

1. N型半导体(电子型半导体)

在纯净的半导体材料(本征半导体)硅或锗中掺入极微量的五价元素(例如在10^8个硅或锗的原子中掺入1个杂质原子)，如

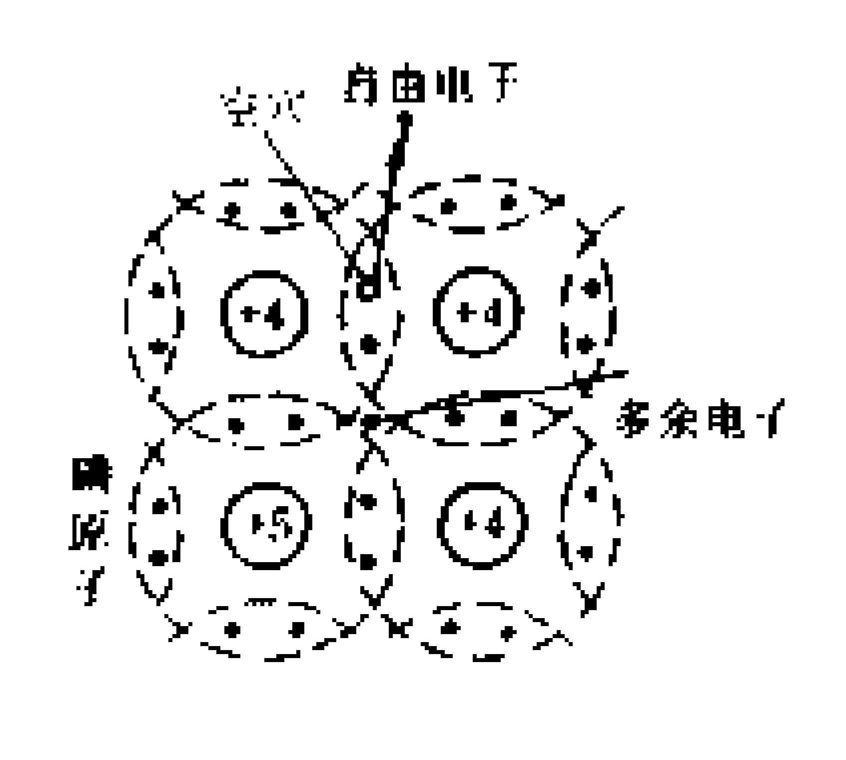


图1-4　N型半导体

磷、锑、砷等。因为五价元素的浓度很小，不难想象，杂质原子将被晶格中的主原子（硅或锗）所包围，如图1-4所示。由于五价元素原子外层有五个价电子，当其中四个价电子和最邻近的四个硅（或锗）原子的一个价电子形成共价键时，第五个价电子不能形成共价键而变成自由电子。这样，掺入五价元素的半导体就具有较多的自由电子，由杂质提供的自由电子的浓度远远超过由于热激发所产生的电子-空穴对的浓度，成为以电子导电为主的半导体，称为N型半导体。在N型半导体中，电子叫多数载流子，空穴叫少数载流子。

2. P型半导体（空穴型半导体）

如果在本征半导体中掺入极微量的三价元素，如硼、铟、镓或铝。由于这类杂质元素的原子外层只有三个价电子，它和四个相邻原子的价电子结成共价键时，缺少一个价电子，使共价键上出现一个电子的空位，如图1-5所示。由于热运动，邻近共价键上的电子会跳到这个空位中来，使邻近的共价键上产生了空穴。这样，掺入三价元素的半导体就具有较多的空穴，由杂质提供的空穴的浓度远远超过由于热激发所产生的电子-空穴对的浓度，成为以空穴导电为主的半导体，称为P型半导体。在P型半导体中，空穴叫多数载流子，电子叫少数载流子。

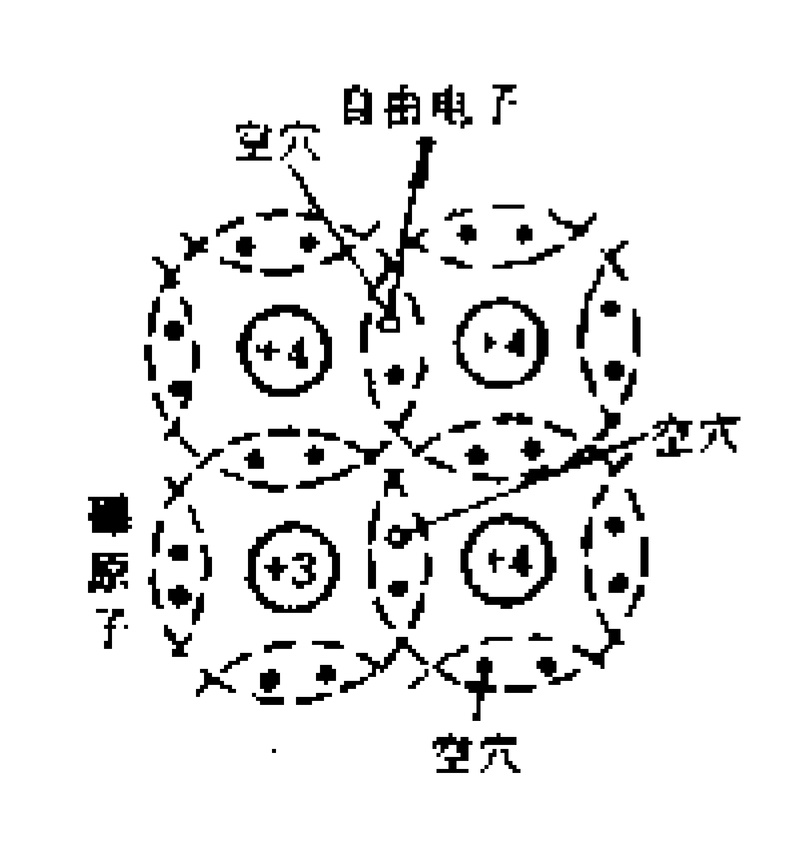


图1-5　P型半导体

第二节 半导体器件的核心——PN结

上一节介绍了两种不同导电类型的半导体，即P型半导体和N型半导体。在制作半导体器件时，都是将P型和N型半导体有机地结合起来，它们的核心就是这一节所要介绍的PN结。

一、什么是PN结

如果在一块本征半导体上，通过特殊的"扩散"工艺，使它的一半掺人P型杂质，而另一半掺人N型杂质，如图1-6所示，那么在P型区和N型区的交界面处，就会形成一个具有特殊导电性能的薄层，称为PN结。

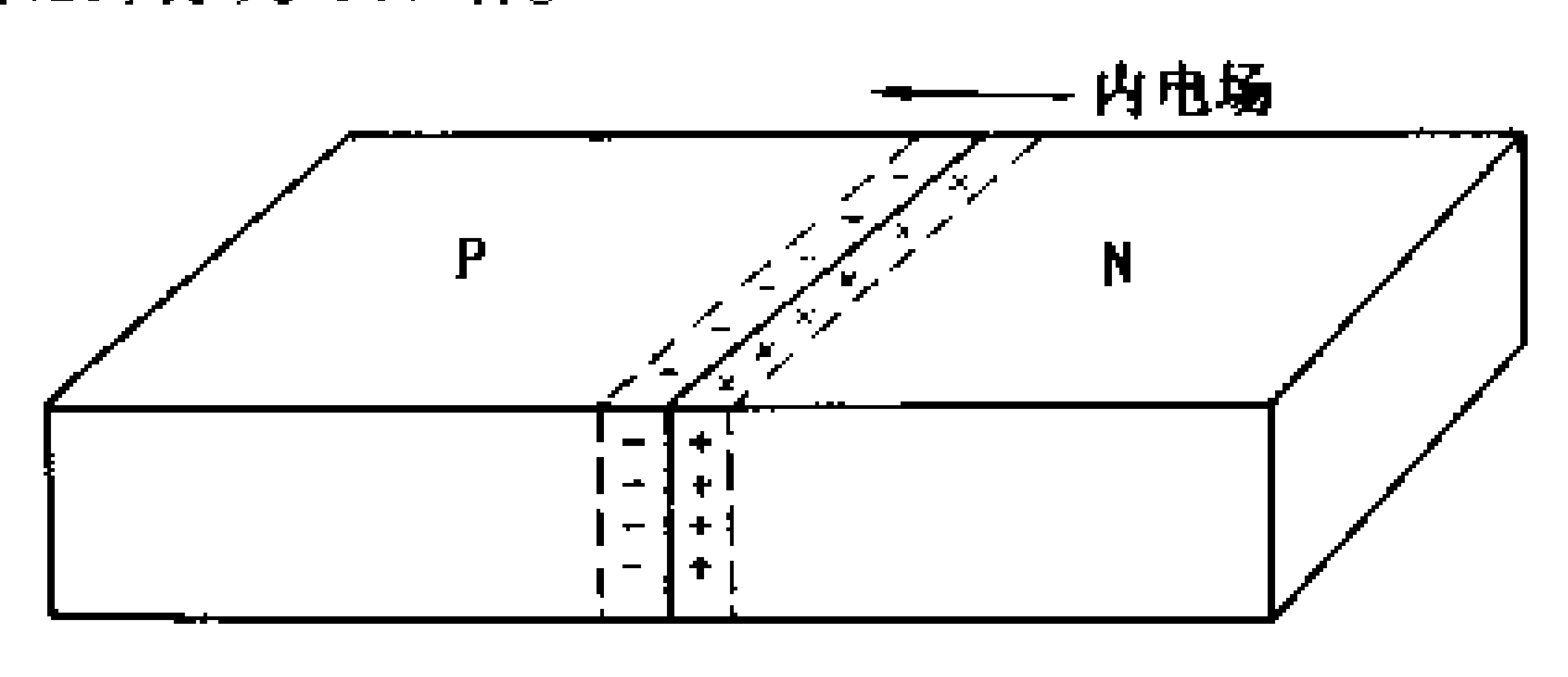


图1-6 PN结

大家知道，P型半导体中空穴是多数载流子，N型半导体中电子是多数载流子，在这两种半导体交界面两边存在着空穴和电子两种载流子的浓度差。正如自然界中的扩散现象一样，在N型半导体里占绝对优势的自由电子会越过"边界"，向只有极少数自由电子的P型半导体里扩散。这种扩散是从靠近交界面的地方开始进行的，N区靠近交界面处由于失去了电子，留下相应数量的正离子。同样，在P型半导体里占绝对优势的空穴，也会越过"边界"向空穴浓度极低的N型半导体中扩散。P区靠近

交界面处，由于失去空穴，留下相应数量的负离子。P区和N区交界面两侧形成的正、负离子薄层，称为空间电荷区，它建立了PN结的内电场，方向由N区指向P区。由于空间电荷区几乎没有自由电子和空穴，如同载流子已经消耗尽了，所以叫耗尽层，如图1-7所示。

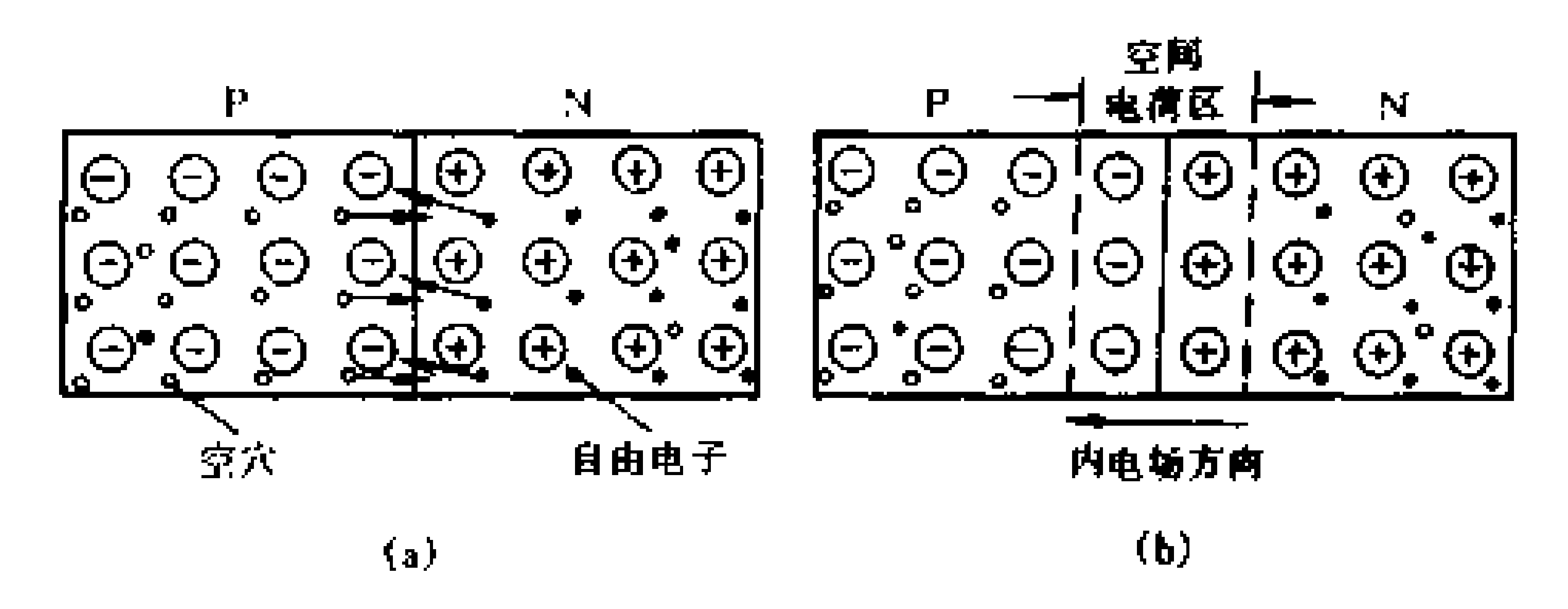


图1-7 耗尽层

值得注意的是，空间电荷区的形成及PN结内电场的建立，对P区及N区中多数载流子的扩散运动产生了阻力。扩散运动开始时，由于空间电荷区刚刚形成，内电场还很弱，扩散运动是占优势的。随着扩散运动的逐步深入，空间电荷区由薄变厚，电场力不断增强。最后，内电场的电场力与多数载流子的浓度差产生的扩散力将达到动态平衡，空间电荷区阻止了电子和空穴的进一步流动。

二、PN结的单方向导电性

PN结最重要的特性就是单方向导电性。下面具体分析给PN结外加正向电压和反向电压时，在PN结上发生的物理过程。

1. 外加正向电压使PN结导通

如图1-8所示，当PN结加上正向电压，即P区接电源正极，N区接电源负极时，外加电压产生的外电场与PN结的内电场方向相反，削弱了PN结的内电场，破坏了多数载流子浓度差

产生的扩散力与 PN 结内电场的电场力之间的动态平衡，扩散力占据了优势，多数载流子的扩散运动又得以进行。此时，P 区的多数载流子空穴，在外加电压的作用下，不断地向 N 区扩散，形成空穴电流；同样，N 区的多数载流子电子，在外加电压的作用下，不断地向 P 区扩散，形成电子电流。流过 PN 结的总电流等于空穴电流和电子电流的总和。因此，在外加正向电压的作用下，P 区和 N 区的多数载流子通过 PN 结形成的正向电流较大，而且随着外加正向电压的增大，正向电流迅速增大，这种情况称为 PN 结的导通。

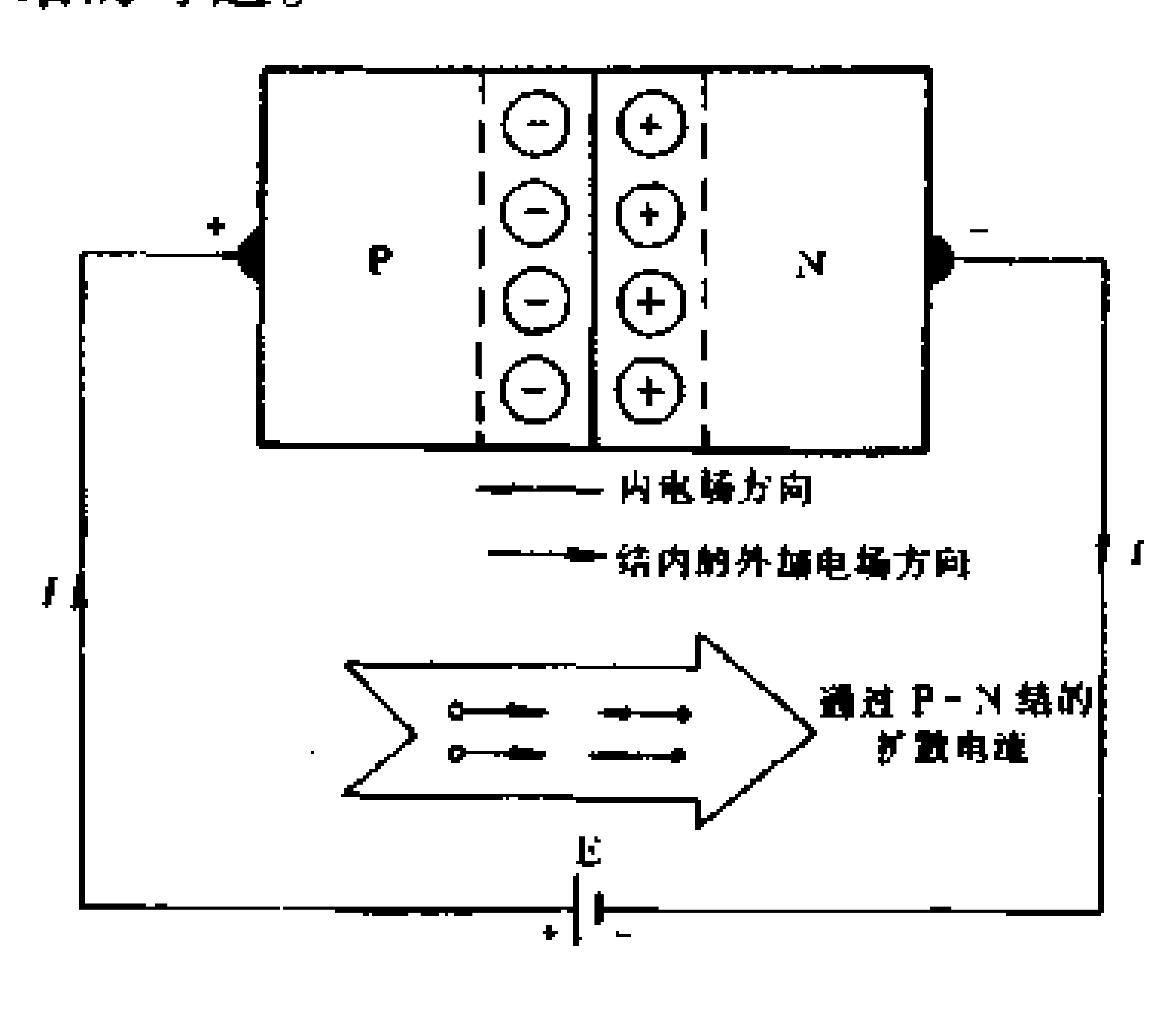


图 1－8　PN 结的导通

2. 外加反向电压使 PN 结截止

如图 1－9 所示，给 PN 结外加反向电压，即 P 区接电源负极，N 区接电源正极时，则外加电压建立的外电场与 PN 结的内电场方向相同，大大加强了 PN 结的内电场，空间电荷区变宽，多数载流子的扩散运动更加无法进行，这种情况称为 PN 结的截止。

需要指出，上面所说的 PN 结的截止，是对 P 区和 N 区的多

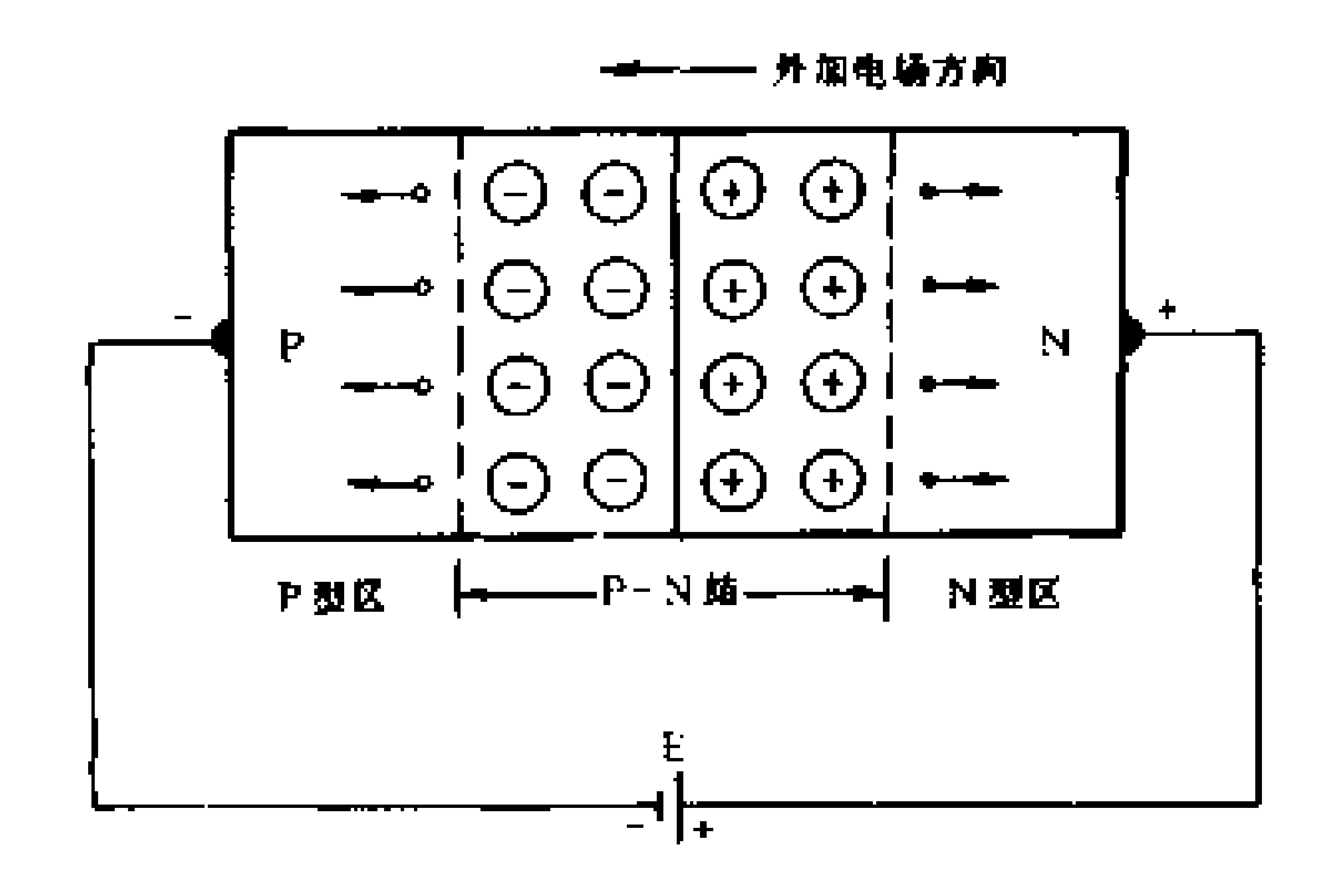


图1-9 PN结的截止

数载流子的扩散运动而言的。但是,读者不应忘记,在P区除了多数载流子空穴外,还有由于热激发产生的少数载流子电子;N区除了多数载流子电子外,还有由于热激发所产生的少数载流子空穴。这些少数载流子在外加反向电压作用下,受到PN结强力电场的吸引,几乎全部顺利地通过PN结,进行漂移运动,形成反向电流(如图1-10所示)。在常温下,由于少数载流子的数量极其微少,所以反向电流十分微弱。但是,形成反向电流的少数载流子是由热激发产生的,环境温度升高,少数载流子迅速增加,反向电流也相应增大,成为半导体器件工作中的不稳定因素。

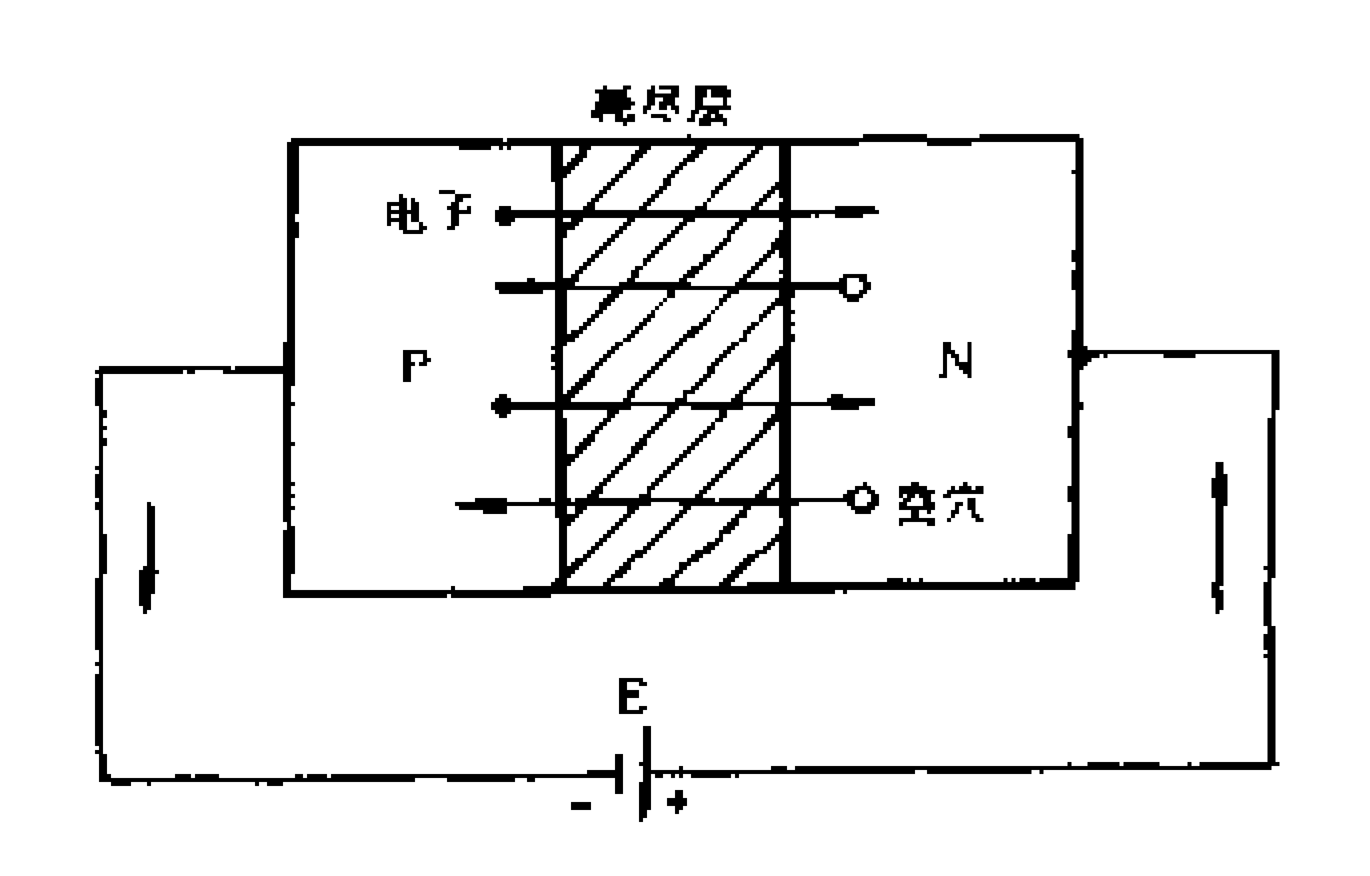


图1-10 PN结的反向电流

3. PN结的击穿

如上所述,PN结外加反向电压时,反向电流十分微弱;但当反向电压增大到某一数值时,反向电流将急剧增大,这种现象叫

做 PN 结的击穿。

为什么会发生 PN 结的击穿呢？这是由于 PN 结的空间电荷区很薄，常在微米数量级，若反向电压很大时，PN 结的内电场变得很强（电场强度可达 200kV/cm），空间电荷区由热激发产生的载流子，受到强力电场的加速，具有很大的动能，在沿电场方向前进时，会把晶格上的价电子从共价键上撞击下来，成为自由电子，同时产生等量的空穴。这些新产生的电子－空穴对，在加速电场的作用下，把更多的价电子撞击下来，这一连锁反应造成少数载流子剧增，使反向电流急剧增大。如果空间电荷区的电场足够强，还会把共价键上的电子强拉下来，使电子－空穴对数量激增，引起反向电流急剧增大。

第三节　半导体二极管及稳压管

一、普通二极管

半导体二极管（以下简称二极管）是由一个 PN 结构成的半导体器件。二极管的电路符号如图1－11所示。画有三角形箭头的一边代表正极（P 型半导体），另一边代表负极（N 型半导体）。箭头所指的方向代表正向电流的方向。

(新)

(旧)

图1－11　二极管的符号

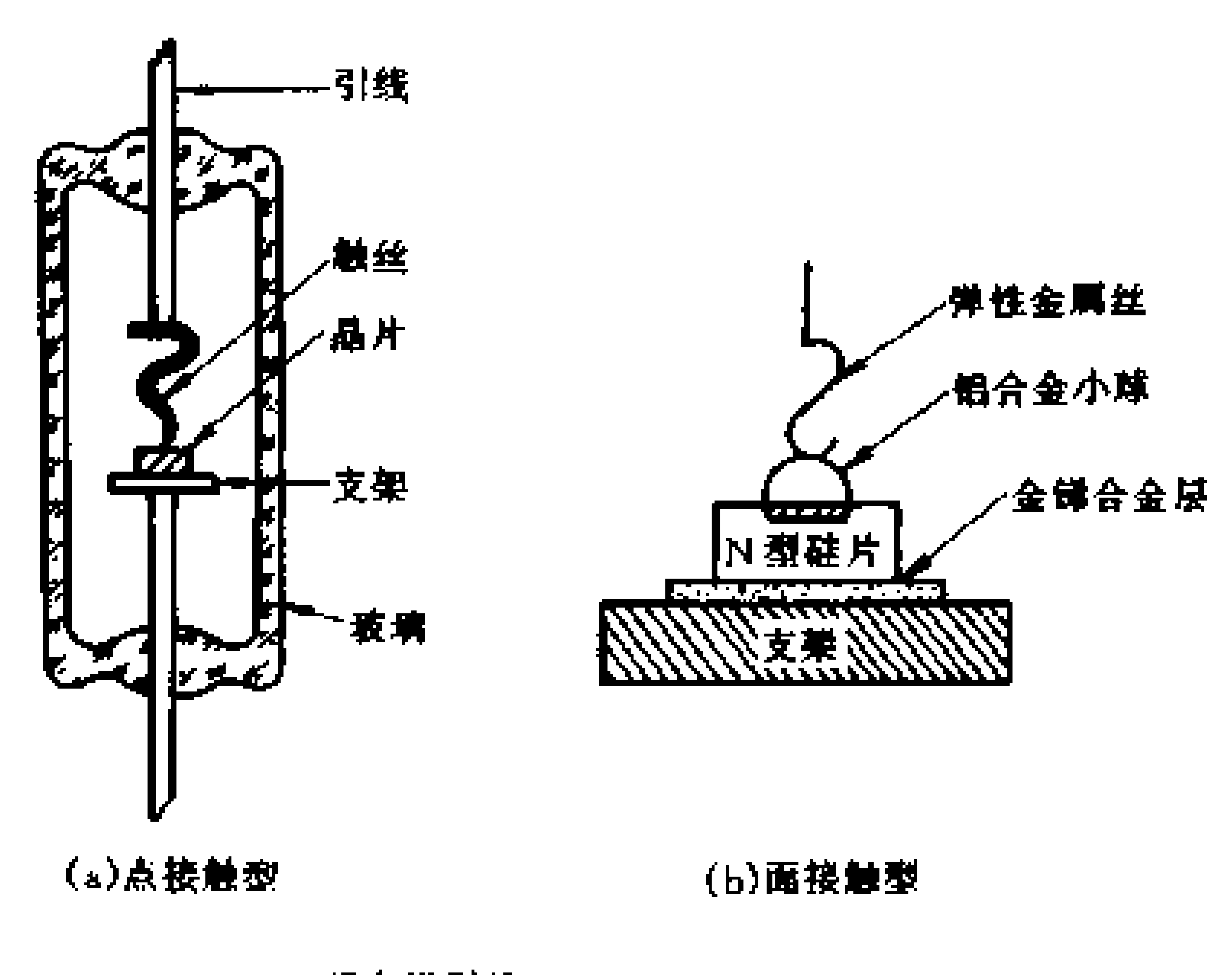
1. 二极管的结构和类型

晶体二极管按其结构、材料、功率大小及用途等，可以分成多种类型。

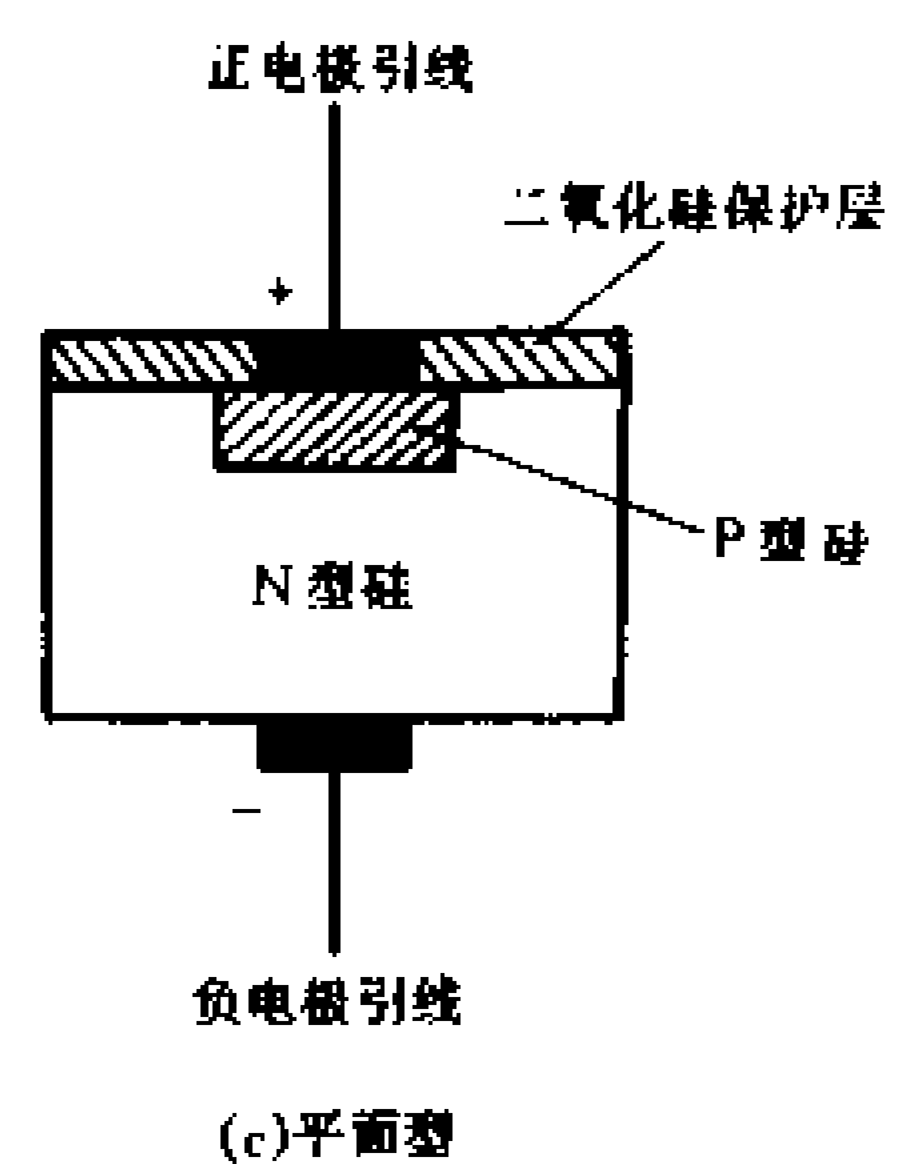
按所用半导体材料可分为锗二极管、硅二极管和砷化镓二极管等。

按管子的用途可分为整流二极管、稳压二极管、开关二极管、光电二极管等。

按管芯结构可分为点接触型二极管、面接触型二极管和平面型二极管。图 1－12 绘出了这三种二极管的产品结构。



(a)点接触型　　(b)面接触型



(c)平面型

图 1－12　几种二极管的结构

点接触型二极管的特点是结面积小，因而结电容小，适用于高频（几百兆赫兹）工作，但只允许通过较小的正向工作电流

（几十毫安以下）。主要应用于小电流的整流和高频时的检波、混频等。

面接触型二极管的特点是结面积大，因而能通过较大的电流，但其结电容也大，只能在较低的频率下工作。

硅平面型二极管，结面积较大时，可通过较大的电流，适用于大功率整流；结面积小的，适用于在脉冲数字电路中作开关管。

2. 二极管的伏安特性曲线

二极管最重要的特性就是单方向导电性。外加正向电压时，二极管呈现很小的电阻，能够流过较大的电流；外加反向电压时，二极管呈现很大的电阻，只流过极微弱的反向电流。为了深入了解二极管的电压与电流之间的变量关系，将 $I=f(V)$ 用直角坐标的函数曲线来表示，称为二极管的伏安特性曲线。

图 1－13 绘出了普通硅二极管的伏安特性曲线。显然，二极管的伏安特性曲线正、反两个方向是不对称的。我们可以把曲线分成三个部分：

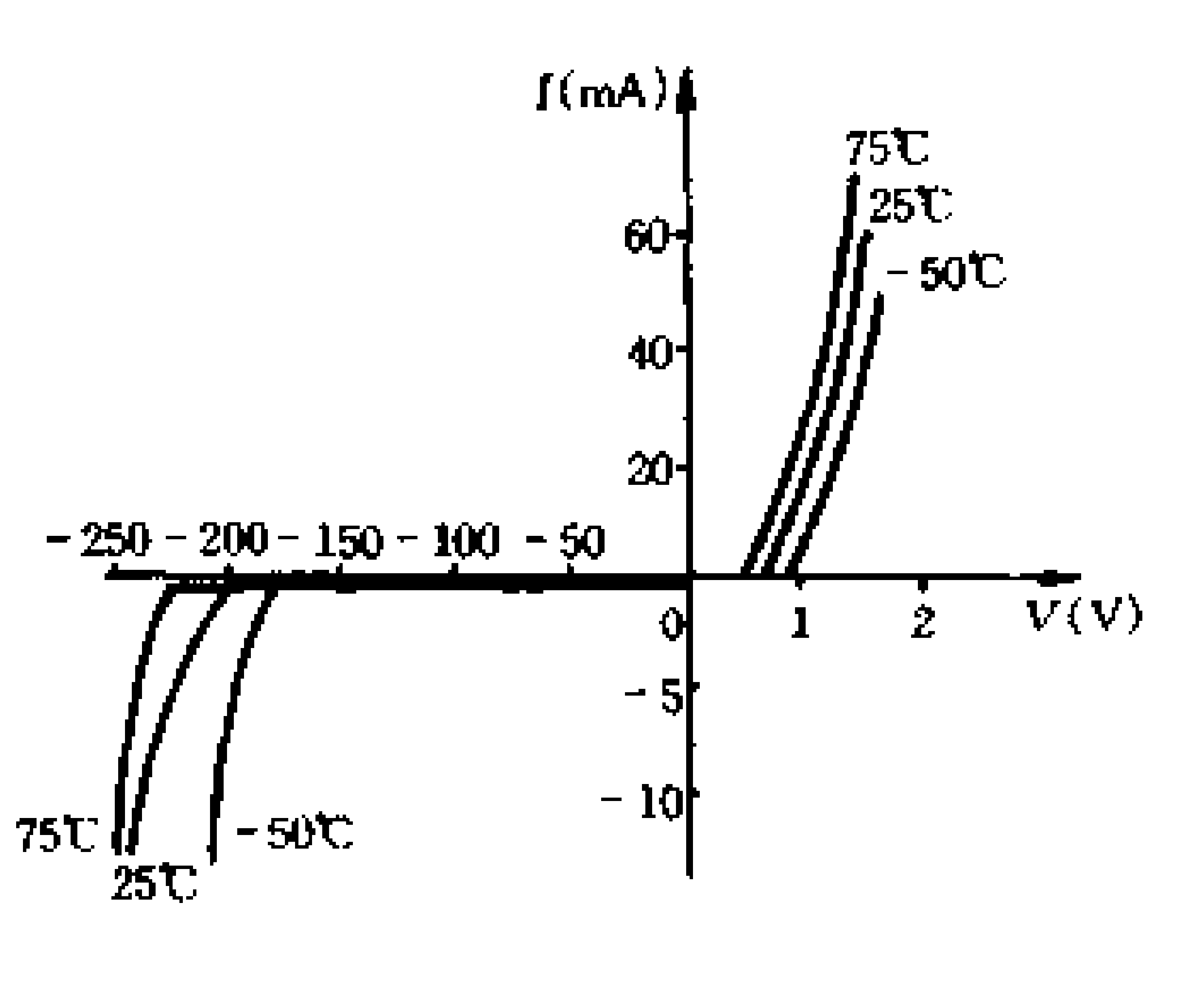


图 1－13 二极管的伏安特性曲线

（1）正向特性。二极管外加正向电压，当正向电压很小时，外电场还不足以克服内电场对载流子扩散运动所造成的阻力，因此正向电流十分微弱，二极管呈现很大的电阻，这个区域常常称为正向伏安特性的“死区”。当正向电压超过某一数值后，正向电流明显增大，这一电压称为导通电压，用 V_{on} 表示。在室温下，硅管的 $V_{on}\approx0.5V$，锗

管的 $V_{on} \approx 0.1V$。二极管导通后，正向电流随正向电压按指数规律增长。也就是说，正向电压只要略为增加一点，电流就会增加很多。在使用过程中，为保证二极管不致由于过热而损坏，规定了最大正向电流定额。

(2) 反向特性。二极管两端加上反向电压时，P 区和 N 区的少数载流子在电场力的作用下，全部通过 PN 结，形成反向电流。如果温度不变，反向电压增大，反向电流也不再增加，所以常称之为反向饱和电流。小功率硅管的反向电流一般小于 0.1μA，而锗管常为几十微安。

(3) 反向击穿特性。反向击穿电压一般在几十伏以上(高反压管可达几千伏)。

3. 温度对二极管特性的影响

必须指出，二极管(PN 结)的特性对温度变化十分敏感。温度升高时，正向特性曲线向左移(图 1 - 13)，反向特性曲线向下移。变化的规律是：在室温附近，温度每升高 1℃，正向压降线性地减小 2～2.5mV；温度每升高 10℃，反向电流约增大一倍，常称为"加倍规则"。利用 PN 结的正向压降随温度变化的特性，可制成新型的感温元件——PN 结温度传感器，广泛应用于温度控制与测量系统中。

4. 二极管的主要参数

二极管的参数是其特性的定量描述，是合理选择与正确使用二极管的主要依据。普通二极管的主要参数有：

(1) 最大整流电流。指二极管长时间连续工作时，允许通过的最大正向平均电流。二极管最大整流电流的大小，取决于 PN 结的面积、材料和散热情况。大功率整流二极管使用时必须装上散热片。

(2) 最大反向工作电压。指二极管在使用时所允许加的最

大反向电压，超过此值二极管就有发生反向击穿的危险。

(3) 反向电流。指二极管未击穿时的反向电流值。此值越小，二极管的单向导电性越好。

(4) 最高工作频率。在高频下使用的二极管，应注意二极管的最高工作频率。最高工作频率主要由 PN 结的结电容大小决定。超过此值，二极管在高频下的单向导电性就不能得到很好的保证。

二、硅稳压二极管

硅稳压二极管(以下简称稳压管)也是一种硅二极管，因为它具有稳压性能，在稳压设备和一些电子电路中经常用到，所以称它为稳压管(国外资料中常叫它齐纳二极管)，以区别于普通二极管。

1. 稳压管的基本特性

图 1-14 给出了稳压管的典型特性曲线。从图中可以看出，它与普通二极管的伏安特性曲线十分相近。值得注意的是它的击穿特性，当稳压管两端的反向电压超过击穿电压时，流过管子的电流会急剧增加，但是击穿并不一定意味着管子的损坏，只要在外电路上采取适当的限流措施，可以保证管子处于击穿区而不致损坏。在击穿区，流过管子的电流在一定范围内变化时，管子两端电压变化很小。这个性质使稳压管可以用作电压参考元件——稳压元件。图 1-15 是稳压管的电路符号。

稳压管的击穿电压值，在制造过程中很容易人为地控制，从而可以得到从几伏到几百伏(一般为 2V～200V)的任意电压，以适应各种不同的要求。需要指出，稳压管作为电压参考元件，电压的稳定也只能是相对的。不同型号的稳压管，稳压值固然各不相同，即使是同一型号的管子，也会由于温度变化、工作电流

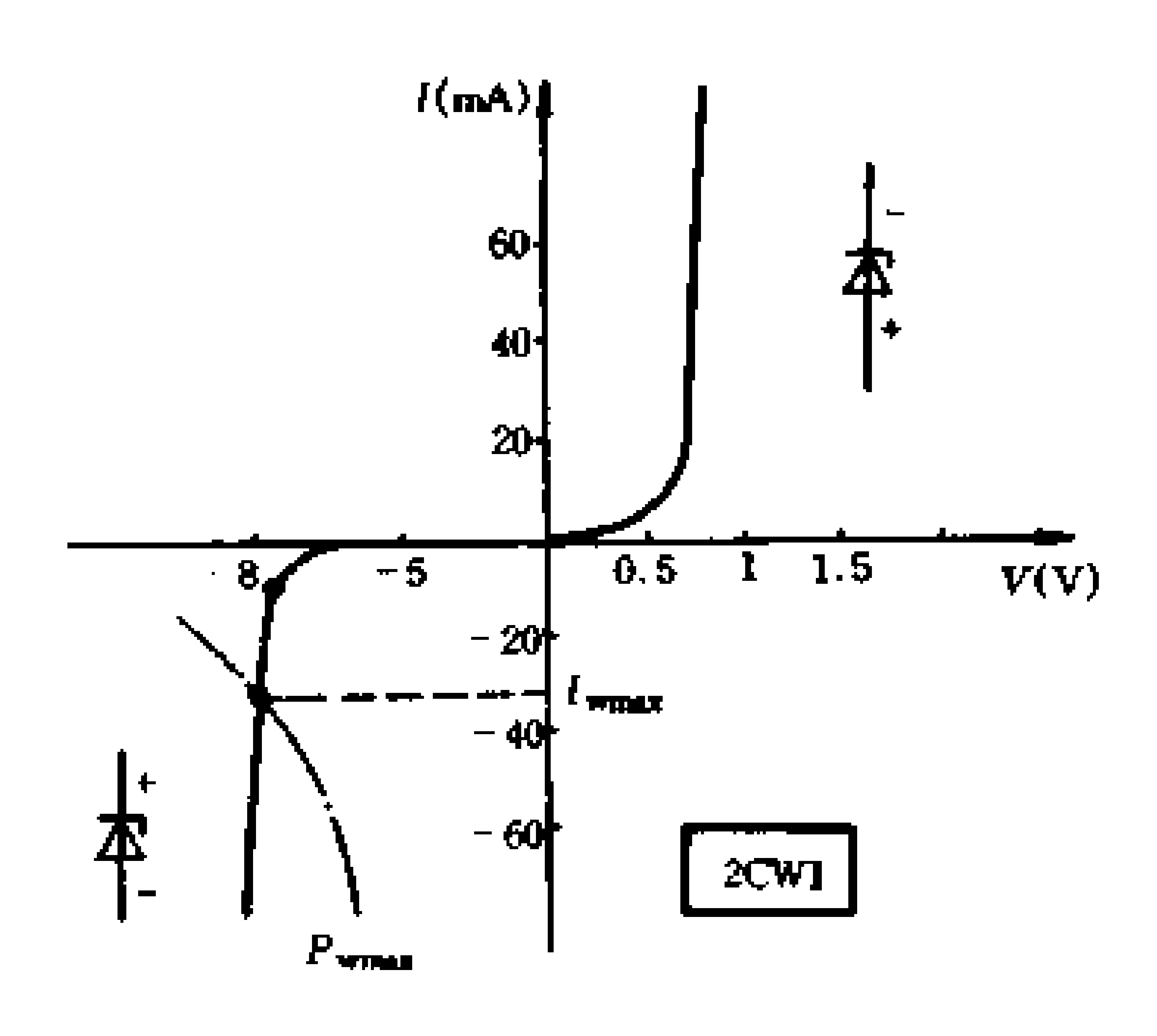


图 1-14 硅稳压管的特性曲线

不同和管子工艺的分散性，而使得稳压值不尽相同。

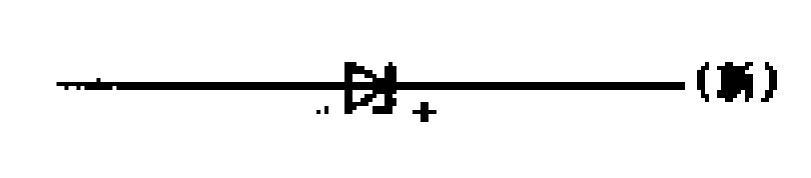


图 1-15 稳压管符号

2. 稳压管的主要参数

(1) 稳定电压(齐纳电压)V_z

稳定电压实际上就是稳压管的击穿电压。通常是指稳压管中的电流为规定电流时，稳压管两端的电压值。由于制造工艺的原因，即使同一型号的稳压管，V_z 的分散性也较大。例如 2CW3 型稳压管，V_z 在 9 到 10.5V 之间。使用中对每只管子都要逐一进行测试，以了解它的 V_z 值。

(2) 稳定电流 I_z

通常是指稳压管工作于击穿区域的最小工作电流，在使用中稳压管的工作电流应大于此值，使管子能发挥较好的稳压作用。

(3) 额定功耗 P_z

稳压管在工作时，要消耗一定的功率，把电能转换成热能。为保证管子不致由于过热而损坏，规定了每种管子的额定功耗

值，其数值为稳定电压 V_z 和最大稳定电流 I_{ZM} 的乘积。

(4) 最大稳定电流 I_{ZM}

稳压管工作于击穿状态时，为保证管子的耗散功率不超过 P_z，所规定的最大工作电流，即

$$I_{ZM}=\frac{P_z}{V_z}$$

(5) 动态电阻 r_z

在稳压管的工作区域内，稳定电流有一个变化量 ΔI_z 时，总会引起稳定电压有一个微小的变化量 ΔV_z，这就意味着稳压管电压的稳定是相对的。取稳定电压的变化量 ΔV_z 与相应的稳定电流的变化量 ΔI_z 的比值，定义为稳压管的动态电阻 r_z，即

$$r_z=\frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}\text{或 }\Delta V_z=r_z\cdot\Delta I_z$$

显然，当电流的变化量 ΔI_z 为一定时，动态电阻 r_z 越小，则稳定电压的变化量 ΔV_z 越小，稳压性能越好。稳压管的动态电阻值，视不同型号管子而异，一般在几欧姆到几十欧姆之间。r_z 值还随工作电流不同而变化，电流越大 r_z 越小（如 2CW7C 型稳压管，工作电流为 5mA 时，r_z 为 18Ω；工作电流为 20mA 时，r_z 仅为 2Ω）。

(6) 稳定电压的温度系数 α_z

当温度改变时，稳定电压 V_z 也将发生微小的变化。通常用温度每升高 1℃，稳定电压值的相对变化量来表示稳压管的温度稳定性，称为稳定电压的温度系数 α_z。稳压管的 V_z 值低于 4V 时，具有负的温度系数；高于 7V 时具有正的温度系数；在 4V～7V 之间时，温度系数最小，例如 2CW20 型稳压管，$\alpha_z=0.095\%/℃$，就是说，温度每升高 1℃，其稳定电压将升高 0.095%。

3. 变容二极管

大家知道，空间电荷区又叫耗尽层，意思是可以活动的载流子——电子和空穴——已经消耗殆尽，只剩下不能移动的正、负离子相互对峙，它们各具有一定的电量，正如同一个静电电容器一样。当给 PN 结外加反向电压时，耗尽层变宽，电荷量增加，电容量变小，如图 1－16(a)所示。反之，反向电压减小时，耗尽层变窄，电荷量减少，电容量变大。显然，耗尽层中的电荷量随外加反向电压的变化而改变时，相当于一个电容量受电压控制的电容器。利用这个原理制成的特殊二极管，称为变容二极管，其电路符号如图 1－16(b)所示。变容二极管主要用于电视接收机中作为电调谐元件。它噪声低，轻巧牢固，在远程雷达的接收及火箭、人造卫星的跟踪系统中也得到了广泛的应用。

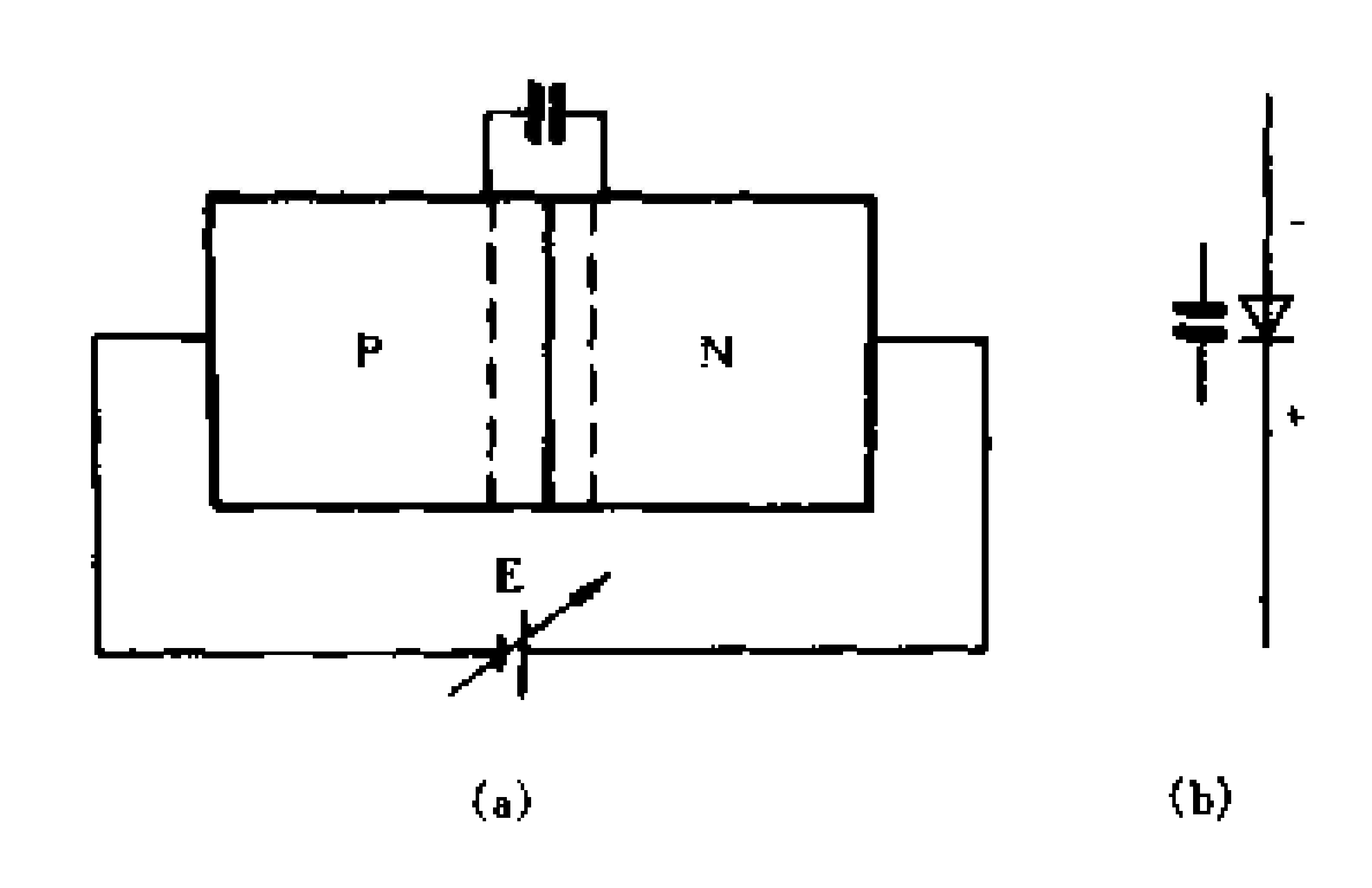


图 1－16　PN 结电容

第四节　半导体三极管

半导体三极管又叫晶体三极管或双极型晶体管，以下简称晶体管或三极管。它是由两个 PN 结构成的半导体器件。在三

极管中，两个 PN 结之间存在着相互联系和相互影响，使它的电性能完全不同于一个 PN 结的二极管。三极管在电子技术中扮演着极其重要的角色：利用它可以放大微弱的电信号；利用它可以作为无触点开关元件；利用它可以产生各种频率的电振荡；利用它可以代替可变电阻……。三极管也是集成电路中的核心元件。可以无愧地说，三极管是现代电子设备的心脏。

一、三极管的结构和类型

根据三极管中两个 PN 结的组合方式不同，可以分成两种类型：如果两边是电子导电的 N 型区，中间是空穴导电的 P 型区，则称为 NPN 型三极管，如图 1－17(a)所示；若两边是空穴导

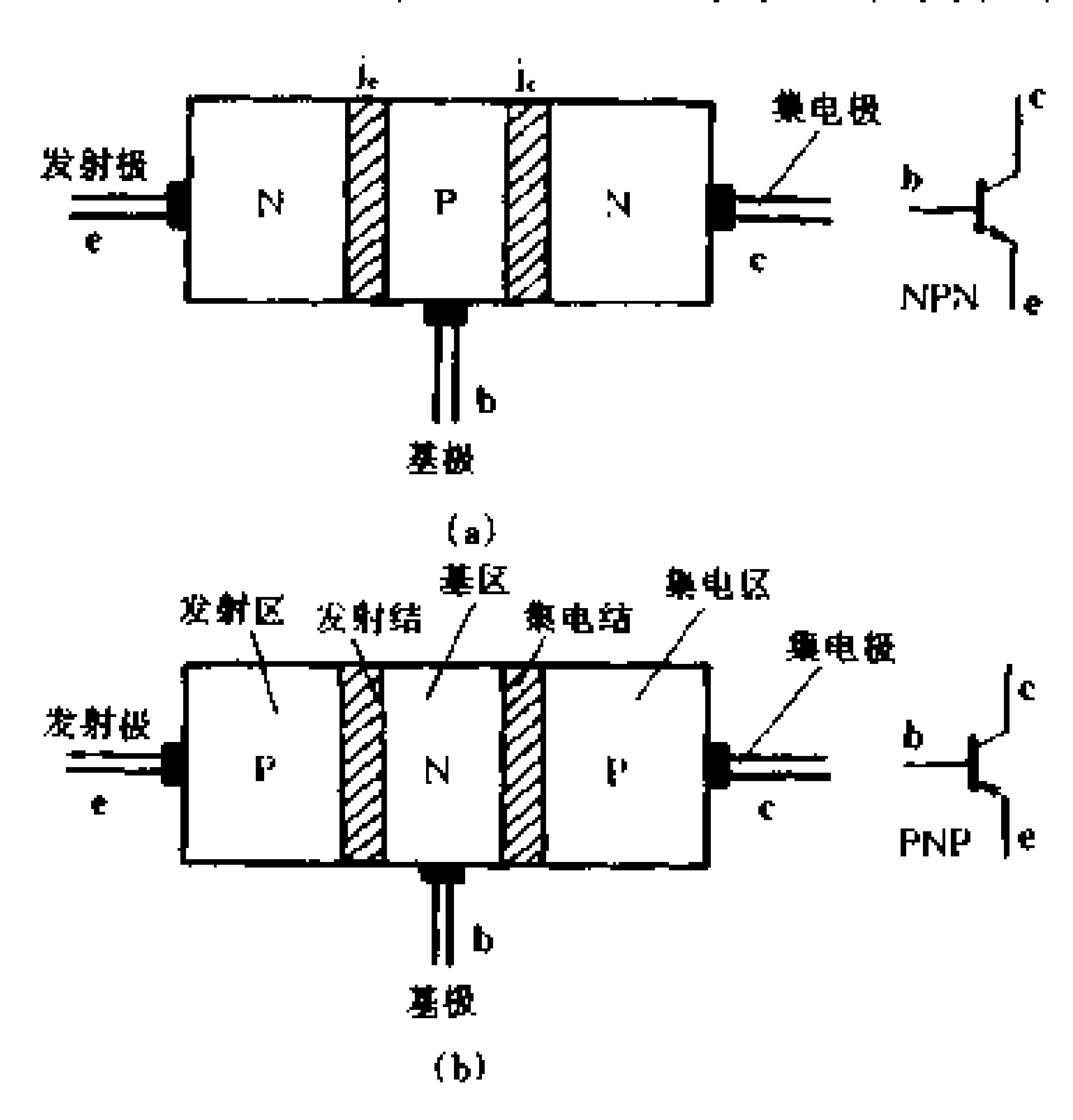


图 1－17　两种类型的三极管

电的 P 型区，中间是电子导电的 N 型区，则称为 PNP 型三极管，如图 1－17(b)所示。图 1－17 绘出了两类三极管的电路符号。

三个半导体层按照它们的作用不同，分别叫做发射区、基区和集电区。这三个区引出三个电极，分别叫发射极 e、基极 b 和集电极 c。发射区和基区之间形成的 PN 结叫做发射结 j_e；集电区和基区之间形成的 PN 结叫做集电结 j_c。

三极管制造工艺上的特点是：发射区是高浓度的掺杂区，基区很薄且杂质浓度很低，集电结面积大。这样才能建立起三极管内必要的电流分配关系。

目前，三极管的品种繁多，制造工艺多种多样，用途和功能更是五花八门。图 1－18 绘出了常见三极管的外形结构。三极管按照所用材料的不同，可分为锗管和硅管两种。按工作频率高低，可分为低频管（3MHz 以下）和高频管（3MHz 以上）两类。根据特殊要求，又可分为开关管、低噪声管、高反压管，等等。

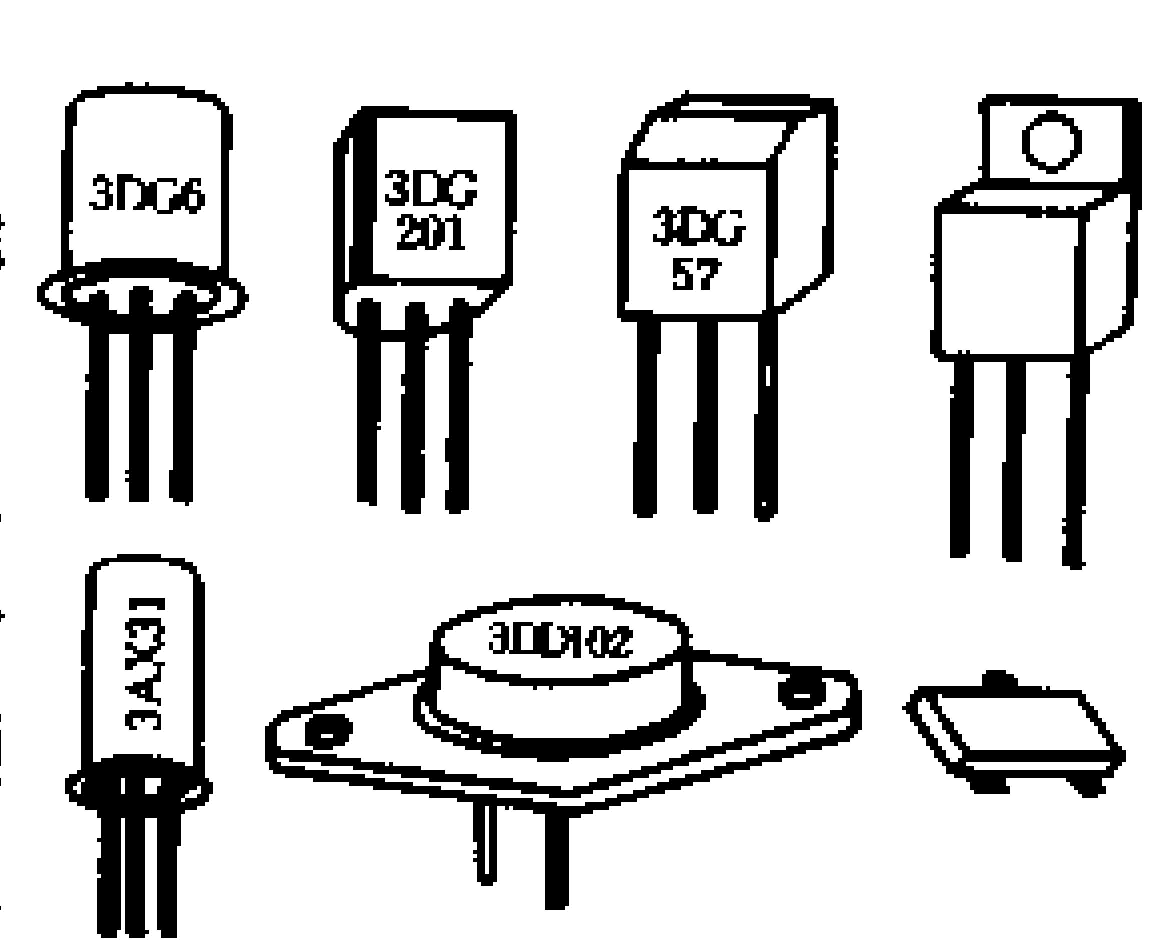


图 1－18　常见三极管的外形结构

二、三极管的电流放大作用

1. 三极管内部载流子的运动过程

三极管在电路中作放大元件使用时，发射结要外加正向电压，集电结要外加反向电压，如图 1－19 所示。在外加电压的作用下，三极管内部载流子进行有规律的运动，建立起一定的电流分配关系。

(1) 发射区向基区注入电子。发射结外加正向电压时，PN 结的内电场被大大削弱，多数载流子的扩散运动得以顺利进行，发射区（N 区）的电子源源不断地注入基区（P 区），与此同时，基

区的空穴也注入到发射区。前已述及，在制造三极管时，总是使发射区的电子浓度远远高于基区的空穴浓度，所以流过发射结的电流，主要成分是从发射区注入基区的电子，而从基区注入到发射区的空穴数量很少，微不足道，因而空穴电流可以忽略。因此，这一过程可以说成是：发射结外加正向电压时，发射区向基区注入电子。

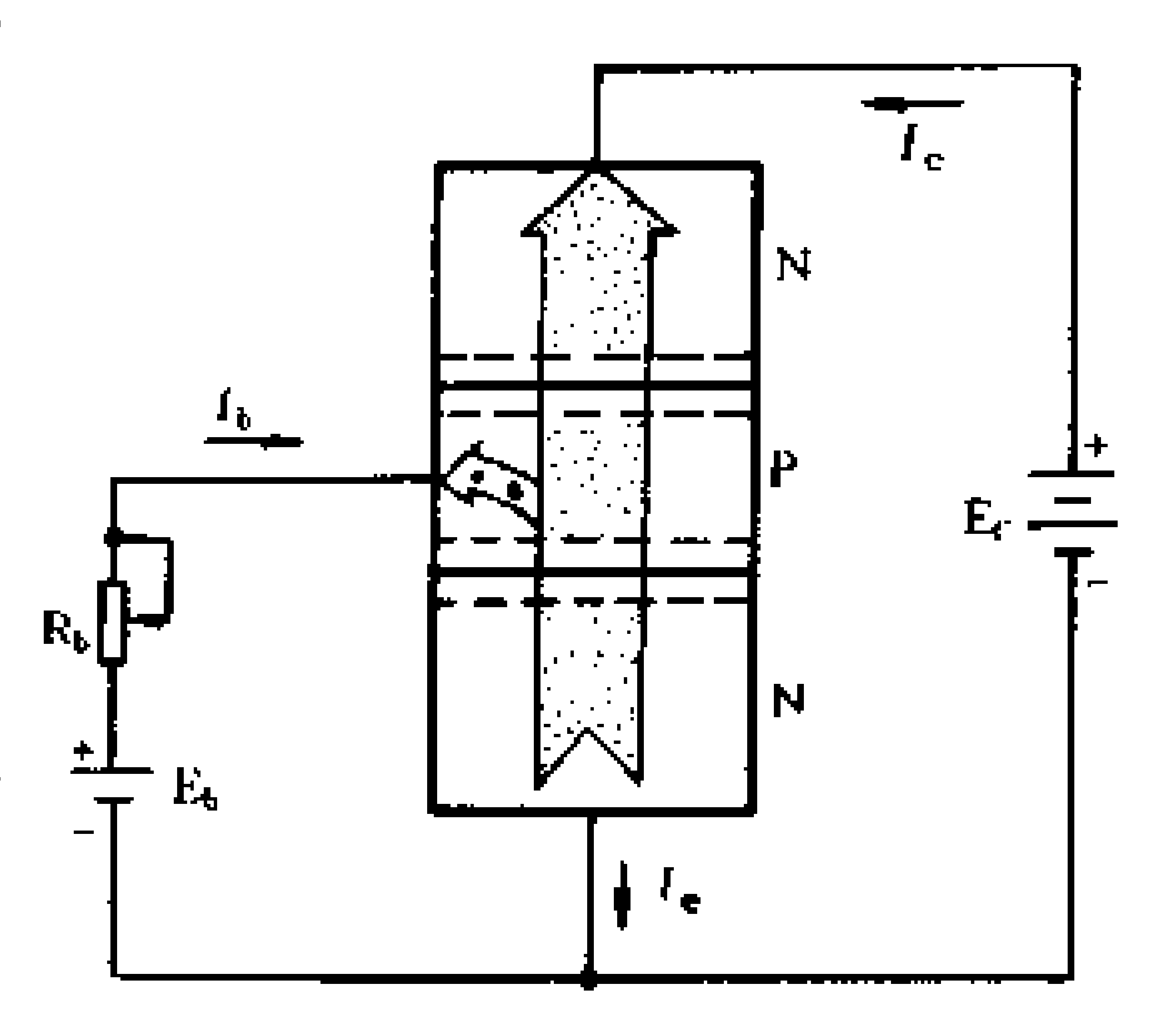


图 1－19　三极管中载流子运动示意图

(2) 注入电子在基区的复合与输运。电子从发射区注入基区后，继续向集电结方向扩散。由于基区空穴浓度很小，基区又做得很薄，所以电子在基区扩散过程中，只有少量与基区的空穴相遇而复合，绝大部分电子很快被输运到集电结的边缘。

(3) 集电区收集基区输运过来的电子。由于集电结外加反向电压，集电结的内电场很强，发射区注入基区并输运到集电结边缘的电子，相当于基区的少数载流子（因基区为 P 型区，多数载流子是空穴），它们在集电结反向电压作用下，全部被拉入集电区。

图 1－19 中绘出了三极管内部载流子的流动方向，由于电流的方向与电子流的方向相反，所以外电路中相应地出现了发射极电流 I_e、基极电流 I_b 和集电极电流 I_c。三个电流的关系为

$$I_e = I_b + I_c$$

通过以上分析可以了解，发生在三极管内部的物理过程是

比较复杂的。首先，在发射结上进行着电子从发射区向基区的扩散；其次，注入到基区的电子一小部分与基区的空穴复合，绝大部分被输运到集电结的边缘；最后，集电结将基区输运过来的电子收集到集电区。显然，两个 PN 结通过很薄的基区相互联系和相互影响，使三极管完全不同于两个单独的 PN 结的特性。需要指出，基区中输运与复合是三极管的主要矛盾，为了保证三极管具有电流放大作用，就必须使基区中输运到集电结边缘的电子数量，远远超过在基区复合的电子数量。在由发射区注入基区的电子总数中，复合数量与输运数量各占多大比例，主要取决于基区厚度和基区的空穴浓度，三极管制成后，这个比例关系就基本不变了。

2. 三极管的电流分配关系

当三极管的发射结外加正向电压，集电结外加反向电压时，管子即处于放大状态。从外电路来看，三极管的各极电流满足下列基本关系：

$$I_e = I_b + I_c$$

式中，I_e 是由发射区注入基区的电子形成的，I_b 是由在基区中与空穴复合的电子形成的，而 I_c 则是由集电区收集过来的电子形成的。显然

$$I_c \gg I_b$$

通常用 I_c 与 I_e 的比值来衡量管子的质量，定义为

$$\overline{\alpha} = I_c / I_e$$

$\overline{\alpha}$ 是共基极直流电流放大系数，其值小于 1，一般为 0.98～0.99。$\overline{\alpha}$ 值标志着三极管的电流分配关系。若取集电极电流 I_c 与基极电流 I_b 的比值，则

$$\overline{\beta} = I_c / I_b$$

$\overline{\beta}$称为共发射极直流电流放大系数，它与$\overline{\alpha}$一样，标志着三极管的电流分配关系，上式又可写成

$$I_c = \overline{\beta} I_b$$

$$I_e = I_c + I_b = (1 + \overline{\beta}) I_b$$

$\overline{\alpha}$与$\overline{\beta}$的换算关系为：

$$\overline{\alpha} = \frac{\overline{\beta}}{1 + \overline{\beta}}$$

$$\overline{\beta} = \frac{\overline{\alpha}}{1 - \overline{\alpha}}$$

显然，三极管在处于放大状态时，如同一个电流的比例分配器。

3. 三极管的电流放大作用

如上所述，三极管作放大元件使用时，相当于一个电流分配器。三极管制成后，各极电流之间的比例关系就基本上确定了。图1－20是由三极管组成的共发射极放大电路，基极是放大电路的输入端，集电极是输出端，发射极是公共端。在外加输入信号电压ΔV_{sr}的激励下，基极电流有一个变化量ΔI_b，由于存在着电流分配关系，集电极电流和发射极电流也会发生相应的变化，它们的变化量分别为ΔI_c和ΔI_e。ΔI_c和ΔI_e的比值，称为共发射极交流电流放大系数，用β表示，即

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

或 $$\Delta I_c = \beta \Delta I_b$$

β值一般为几十倍。特殊的可达几百倍到上千倍。上式表明，把基极信号电流ΔI_b作为输入电流，集电极信号电流ΔI_c作为输出电流，则ΔI_c比ΔI_b大β倍，实现了电流放大。

必须指出，三极管自身并不能将较小的基极电流变换成较大的集电极电流，它只起一种控制作用，控制电源E_C根据基极

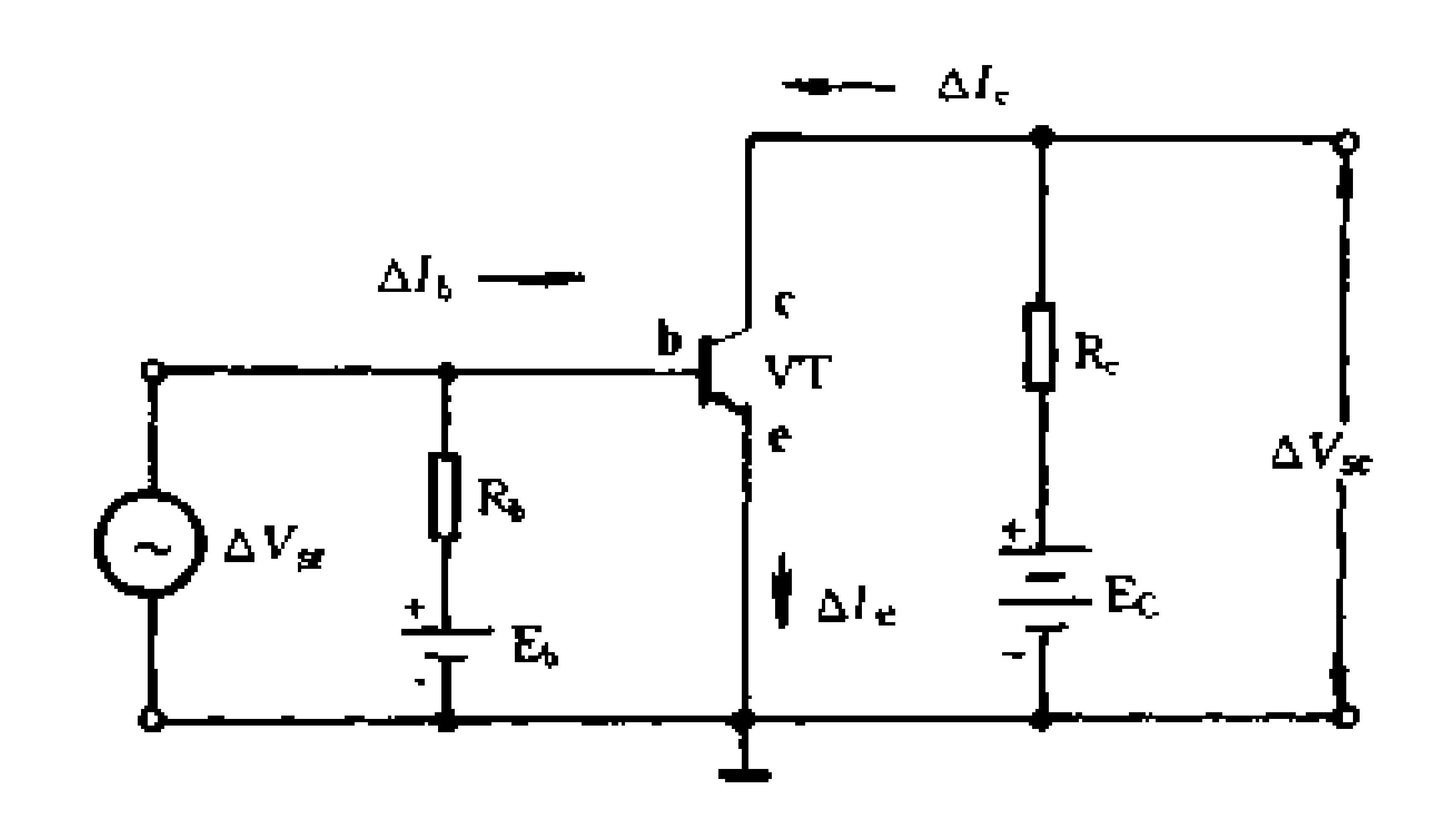


图 1-20 三极管放大电路

电流的大小提供相应的集电极电流。

三、三极管的特性曲线

三极管的极间电压和各极电流之间的关系通常用特性曲线来描述。最有实际意义的是反映输入回路和输出回路中电流和电压变化关系的两组特性曲线，分别称为输入特性曲线和输出特性曲线。这两组特性曲线可用三极管特性图示仪测出，也可以用实验的方法测绘。图 1-21 是三极管共发射极连接时，输入、输出特性的测试电路。

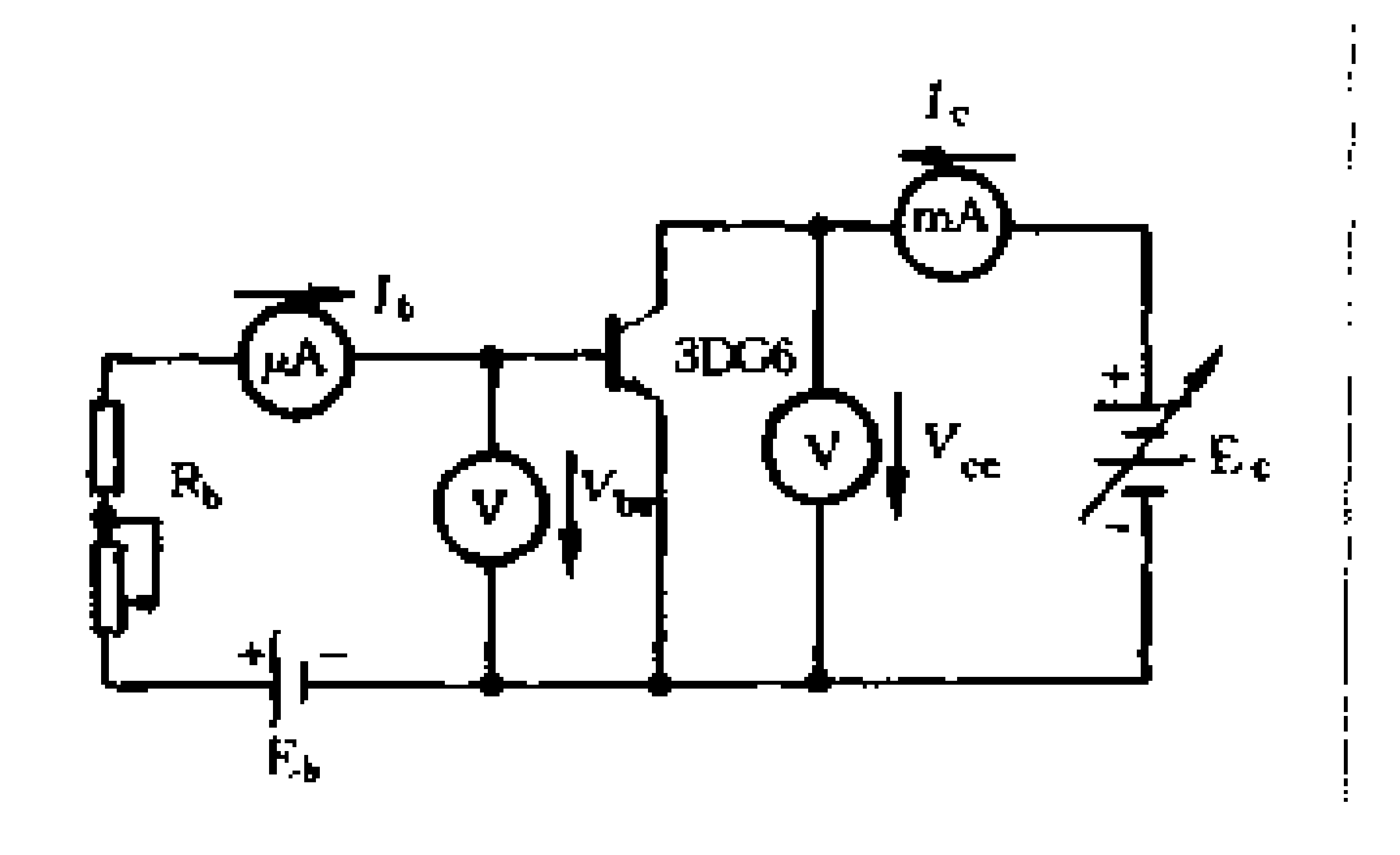


图 1-21 三极管特性测试电路

1. 输入特性曲线

如果在三极管的输入端 b、e 之间加上直流电压 V_{be}，使发射结正向导通(称为正向偏置)，输入回路就会产生基极电流 I_b。

V_{be}的变化将引起 I_b 发生相应的变化，把 I_b 随 V_{be}变化的关系用直角坐标的函数图像表示出来，就是三极管的输入特性曲线。但是，三极管的输入特性绝不是一个孤立的发射结的正向伏安特性。三极管在工作时，集电结加有反向电压，直接影响着三极管的电流分配。所以，在研究 I_b 与 V_{be}的关系时，应该把 V_{ce}的作用考虑进去。下面分两种情况进行分析。

(1) $V_{ce}=0$ 时，V_{be}和 I_b 的关系。$V_{ce}=0$，相当于集电极与发射极之间短路，如图 1－22 所示。这时的三极管可以等效为两个正向并联的二极管。

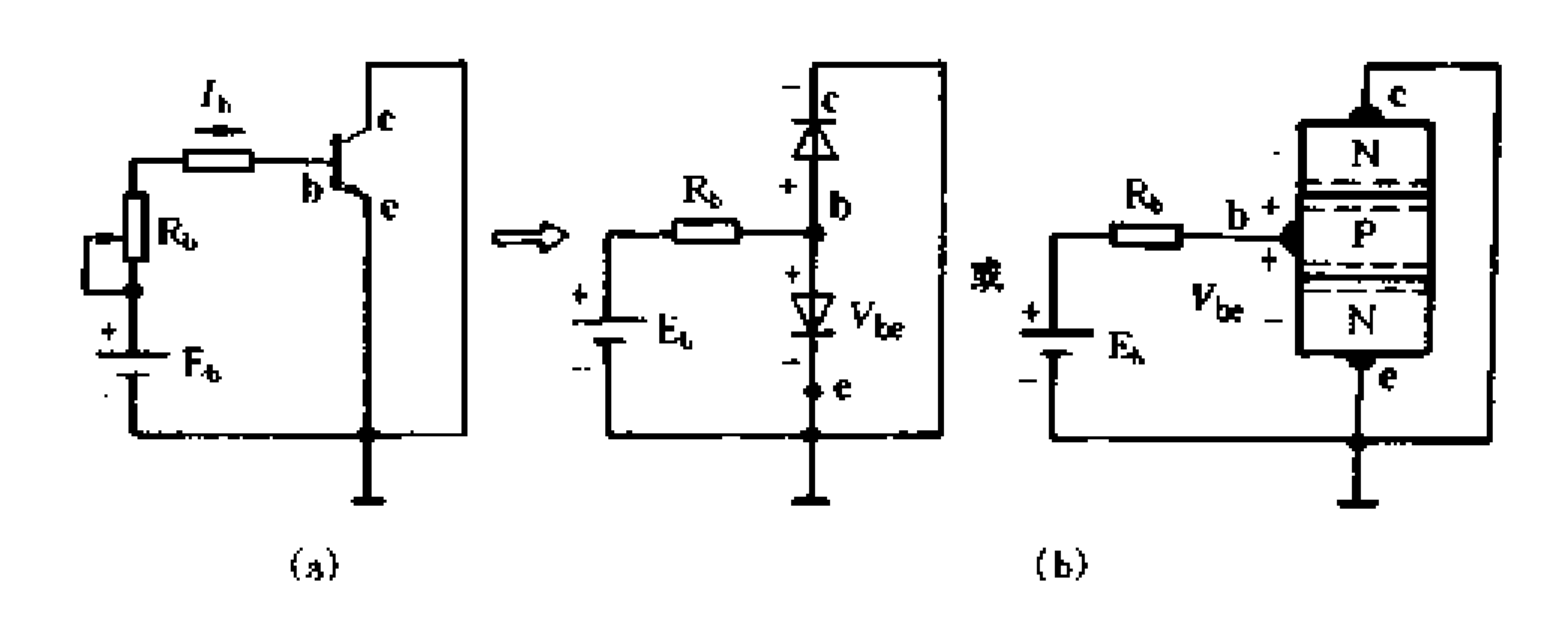


图 1－22 $V_{ce}=0$ 时的电路

测试时，调节基极电阻 R_b，改变 V_{be}的大小，每取一个 V_{be}值，记下一个对应的 I_b 值，就可以得到一组相应的 V_{be}与 I_b 的数据。将所得数据分别在 V_{be}与 I_b 的直角坐标上画出一个个的点，把这些点连成一条匀滑的曲线，就是三极管在 $V_{ce}=0$ 时的输入特性曲线，如图 1－23 所示。显然，它与二极管的伏安特性十分相似。

(2) $V_{ce}=2V$ 时，V_{be}与 I_b 的关系。这时，集电结已加上了反向电压（称为反向偏置），由发射区注入基区的电子已不能全部用来形成基极电流 I_b，而是大部分被拉入集电区，形成集电极电流 I_c。所以，与 $V_{ce}=0$ 的情况相比，在相同的 V_{ce}时，I_b的

数值显著地减小了，特性曲线将向右移(图 1-23)。

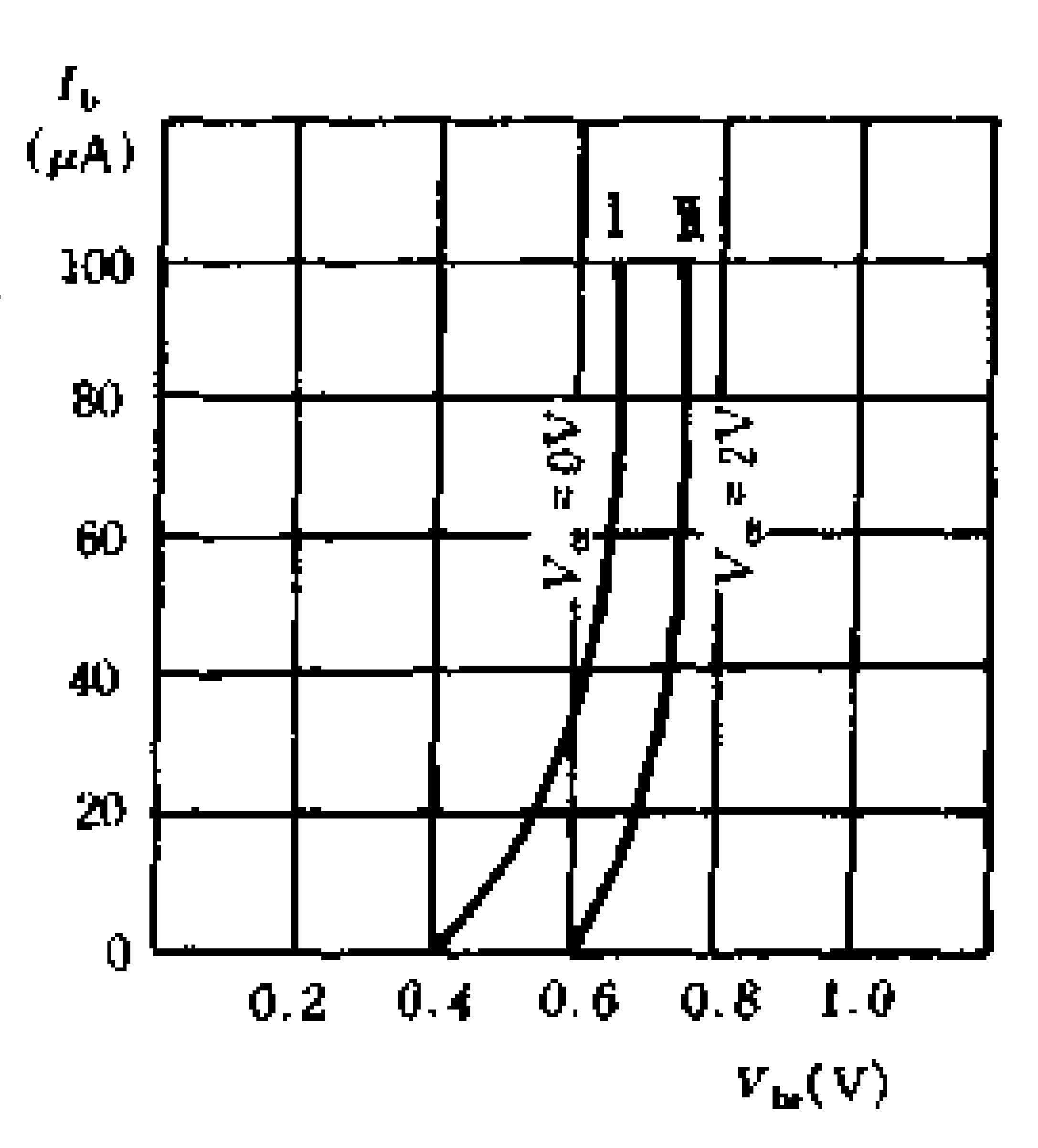


图 1-23 三极管的输入特性

给定不同的 V_{ce}（如 3V、5V 等），分别测绘输入特性曲线，可以发现，只要 $V_{ce}>1V$，在同一坐标系上所画出的这些特性曲线极为接近，几乎重合。其物理意义是，只要 $V_{ce}>1V$，集电结的内电场已有足够力量把基区输运过来的电子全部拉入集电区，使复合和输运满足特定的比例关系，再加大 V_{ce}，电流分配关系也基本不变了。因此，在手册中一般只给出 $V_{ce}=0$ 和 $V_{ce}=2V$ 条件下，所作出的两条输入特性曲线。

观察三极管的输入特性，其形状与二极管的伏安特性曲线相似。当 V_{be}很小时，$I_b\approx0$，只有当 V_{be}超过某一数值后，才开始出现 I_b，三极管才开始导通。随后，V_{be}增加时，I_b将随之增大，即 V_{be}有一个变化量 ΔV_{be}，就会引起 I_b有一个对应的变化量 ΔI_b，但 V_{be}和 I_b的关系不是直线关系，三极管充分导通时的 V_{be}值，称为三极管的前向压降，硅管的前向压降一般按 0.7V 估算。

2. 输出特性曲线

根据三极管的电流放大作用，基极电流 I_b 控制着集电极电流 I_c，$I_c=\overline{\beta}I_b$，I_b 的微小变化能引起 I_c 发生较大的变化，但是，I_b 和 I_c 之间的这种关系，只有在集电结处于反向偏置时才能建立起来。这就是说，集电极-发射极反向电压 V_{ce}是建立三极管电流分配关系的不可缺少的条件。三极管的输出特性曲线，

就是在给定基极电流 I_b 时，V_{ce}与 I_c 之间的变量关系曲线。

在图 1－21 的测试电路中，调节电位器 R_b，使 I_b 为某一固定数值（例如 $I_b = 40\mu A$），然后调节 E_c，每取一个 E_c 值，读出一个 V_{ce} 和 I_c，得到一组数据，这一组数据在直角坐标上可以表示为一个个的点，将这些点连成匀滑的曲线，就得到一条 $I_b = 40\mu A$ 时的输出特性曲线，如图1－24所示。

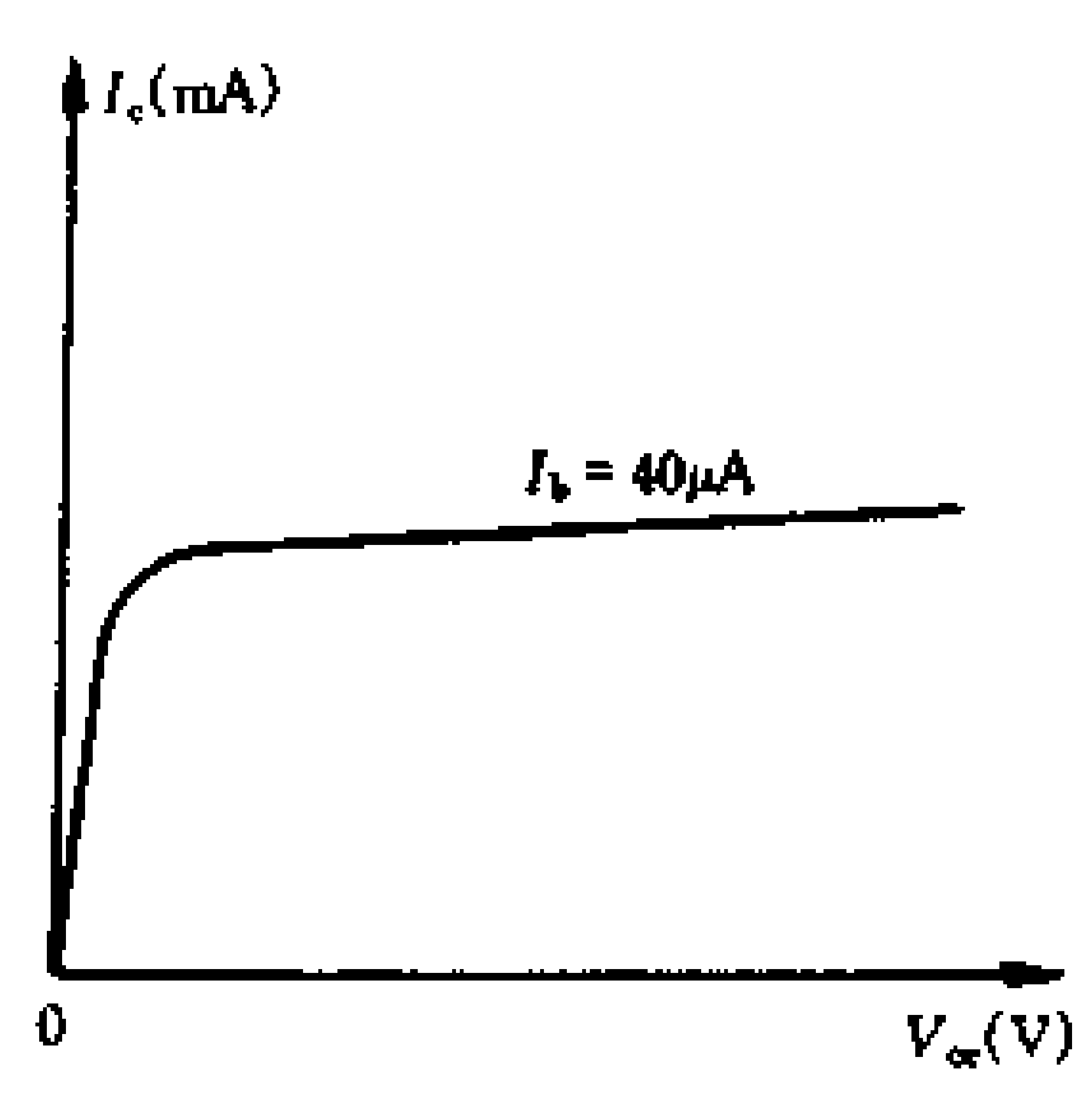


图 1－24　三极管的输出特性曲线

由图 1－24 可见，当 $V_{ce} = 0$ 时，$I_c = 0$，V_{ce}从零开始增大时，I_c 也随之迅速增大，当 $V_{ce} > 1V$ 以后，V_{ce}再增加，I_c 就基本不变了，曲线变得较为平坦。从物理概念上很容易解释这一现象；当 $V_{ce} = 0$ 时，基区注入的电子不能进入集电区形成集电极电流，所以 $I_c = 0$；V_{ce}很小时，集电结的电场还不足以把输运到集电结边缘的电子全部拉入集电区，V_{ce}继续增加，集电结内电场逐渐增强，拉向集电区的电子增多，I_c 也随之迅速增大；当 $V_{ce} > 1V$ 以后，集电结的电场已有足够的力量把输运过来的电子全部拉入集电区，再增强 V_{ce}，I_c 也几乎不再增大了。这时，I_c 的大小只由 I_b 决定，与 V_{ce}基本无关，这是三极管的重要特性——恒流特性。

给定不同的 I_b 值（如 80μA、120μA、160μA），重复上述实验，在同一坐标系中可以画出一组曲线，称为三极管特性曲线簇，如图 1－25 所示。由输出特性曲线簇可以看出三极管的几个重要特性。

(1) 在曲线平坦的部分，基极电流有一个变化量 ΔI_b，将引

起集电极电流有一个变化量 ΔI_c，反映了 I_b 对 I_c 的控制作用，即

$$\beta = \left.\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}\right|_{V_{ce}=常数}$$

显然，从输出特性曲线的间隔，可以直观地判断电流放大系数 β 的大小。

(2) 当 $I_b=0$ 时，三极管处于截止状态，但 I_c 不等于零，而是有一个很小的数值（对硅管来说，这个电流很小，三极管特性图示仪很难测出），这个电流是直接由集电极穿越到发射极的反向电流，称为穿透电流，以 I_{ceo} 表示。

(3) 输出特性曲线不是等距离的平行线。一方面表现在 V_{ce} 不同时，同样的 I_b 所对应的 I_c 略有不同；另一方面表现在对相同的 V_{ce}，曲线的间隔略不相等。当 I_c 很大或很小时，曲线间隔都较小。这就意味着，β 值不是一个不变的常数，其值与工作电流 I_c 有关。

(4) 三极管的输出特性曲线可以划分成三个区域，对应着三极管的三种不同的工作状态，如图 1－25 所示。曲线平坦的区域为放大区，在这个区域中基极电流对集电极电流有控制作用；曲线由原点上升的部分为饱和区，在这个区域中基极电流对集电极电流失去控制；在 $I_b=0$ 的一条曲线以下为截止区，这时集电极只流过很小的反向电流 I_{ceo}。饱和区和截止区都叫非线性区，三极管作放大元件使用时，只能工作在放大区。

四、三极管的主要参数

三极管的参数很多，大体上可以把它们分为四大类，即：直流参数、交流参数、极限参数和开关参数。下面把主要参数的意义浅释如下。

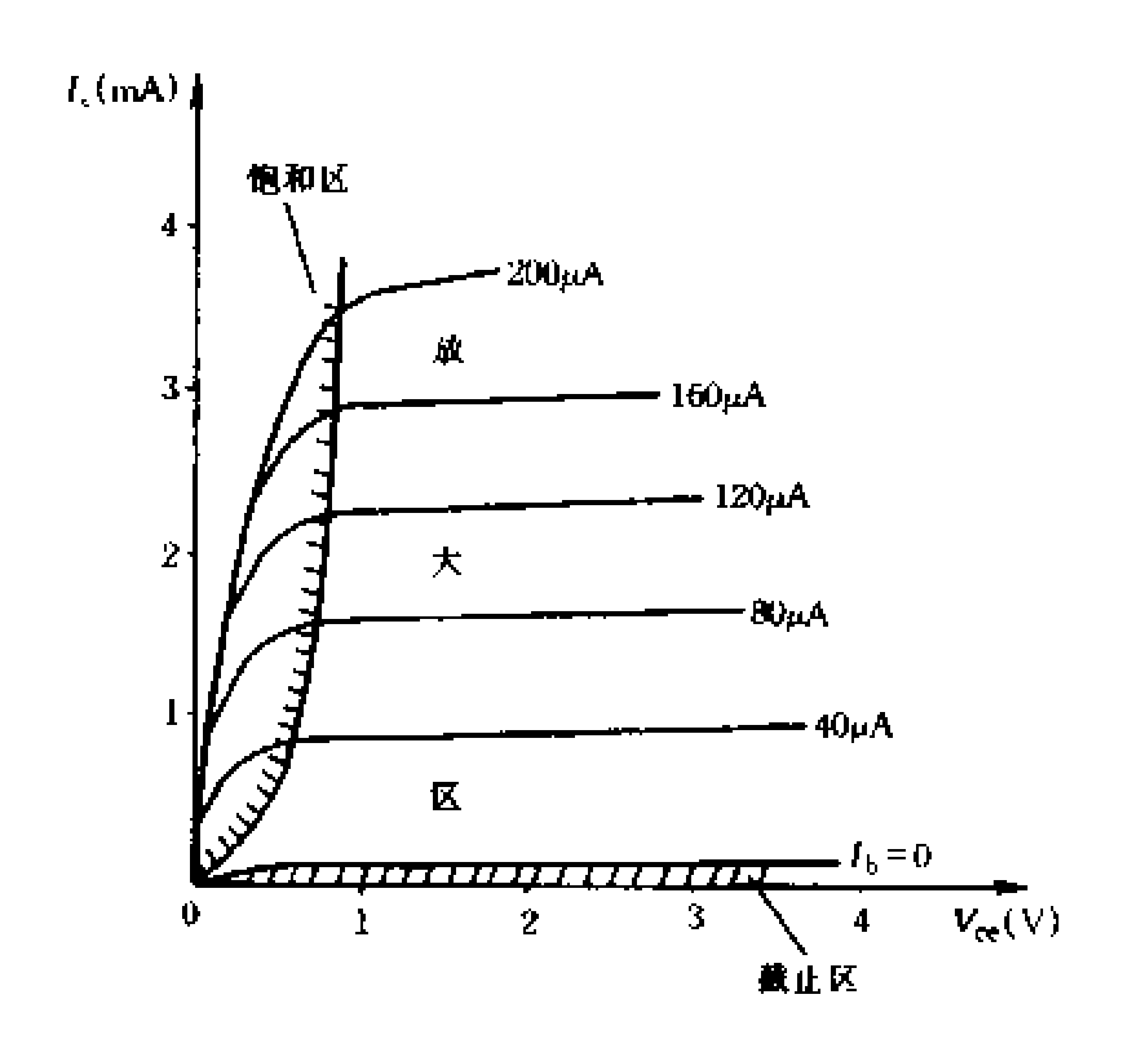


图 1－25　三极管特性曲线簇

1．直流参数

(1) 共发射极直流电流放大系数 $\overline{\beta}(h_{fe})$。在三极管作共发射极连接时，集电极直流工作电流 I_c 与对应的基极直流工作电流 I_b 之比，称为共发射极直流电流放大系数，即

$$\overline{\beta}=\frac{I_c}{I_b}$$

(2) 集电极－基极反向截止电流 I_{cbo}。发射极开路，集电极－基极间加上规定的反向电压时，测出的集电极反向电流，称为集电极反向截止电流，用 I_{cbo}表示，其测试电路如图 1－26 所示。

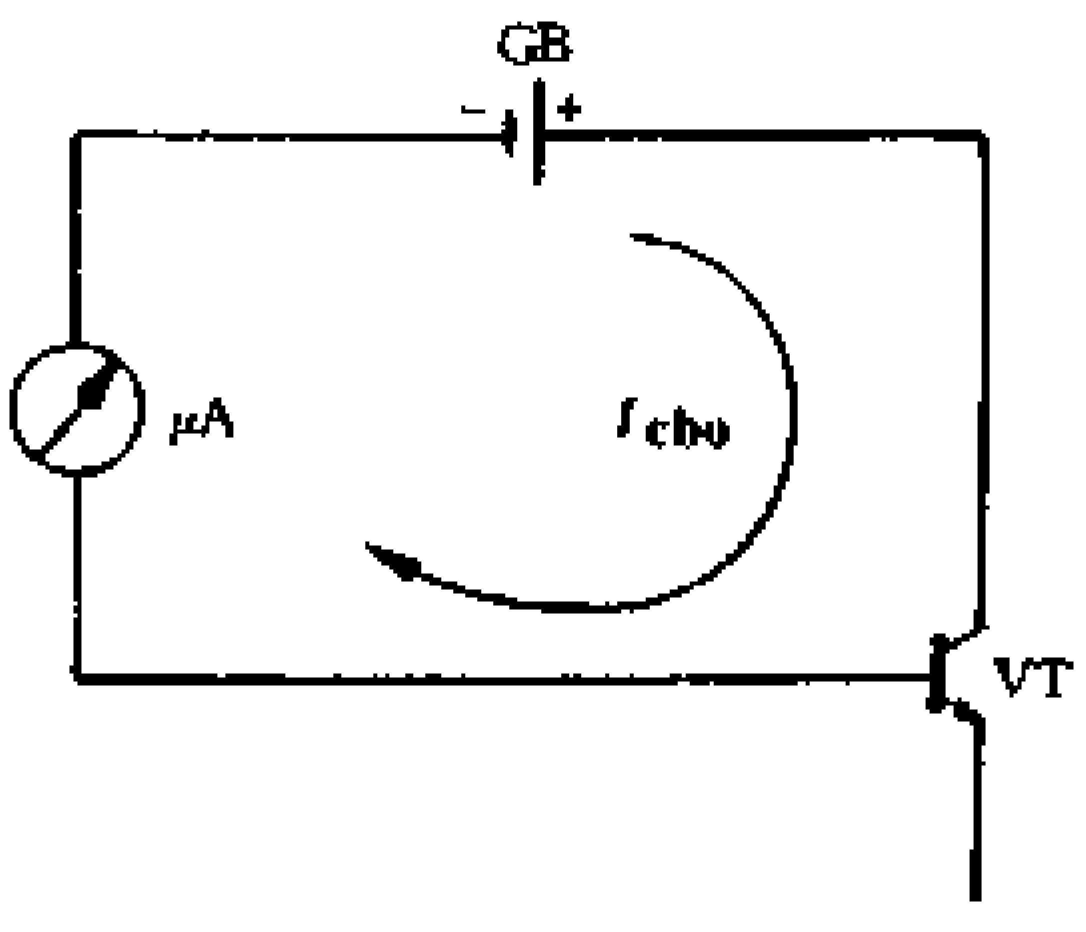


图 1－26　I_{CBO}的测试

(3) 集电极－发射极反向截止电流 I_{ceo}。基极开路，集电极与发射极之间加上规定的反向电压时，测出的反向电流，称为集电极－发射极反向截止电流 I_{ceo}（图 1－27），又叫穿透电流。I_{ceo} 与 I_{cbo} 的关系为

$$I_{ceo} = (1 + \overline{\beta}) I_{cbo}$$

图 1－27 I_{ceo} 的测试

2. 交流参数

(1) 共发射极交流放大系数 $\beta(h_{fe})$。在共发射极电路中，当输出端交流短路，V_{ce} 和 I_c 为规定值时，集电极电流的微小变化量 ΔI_c 与基极电流的微小变化量 ΔI_b 之比，称为共发射极交流电流放大系数 β，即

$$\beta = \left.\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}\right|_{\Delta V_{ce}=0}$$

(2) 共基极交流电流放大系数 α。在共基极电路中，当输出端交流短路，V_{cb} 和 I_c 为规定值时，集电极电流的微小变化量 ΔI_c 与发射极电流的微小变化量 ΔI_e 之比，称为共基极交流电流放大系数 α，即

$$\alpha = \left.\frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}\right|_{\Delta V_{cb}=0}$$

(3) α 截止频率 f_α。三极管的电流放大系数（α 或 β）与工作频率有关，当工作频率超过某一定数值时，α 或 β 就会明显下降。

在共基极电路中，输出端交流短路时，其电流放大系数 α 值下降到低频（1000Hz）值的 0.707 倍时，所对应的频率，称为 α

截止频率，用 f_α 表示，如图 1-28 所示。f_α 反映了三极管共基极运用时的频率限制。通常，根据 f_α 的大小划分低频管和高频管：$f_\alpha < 3\text{MHz}$ 的为低频管，$f_\alpha > 3\text{MHz}$ 的为高频管。

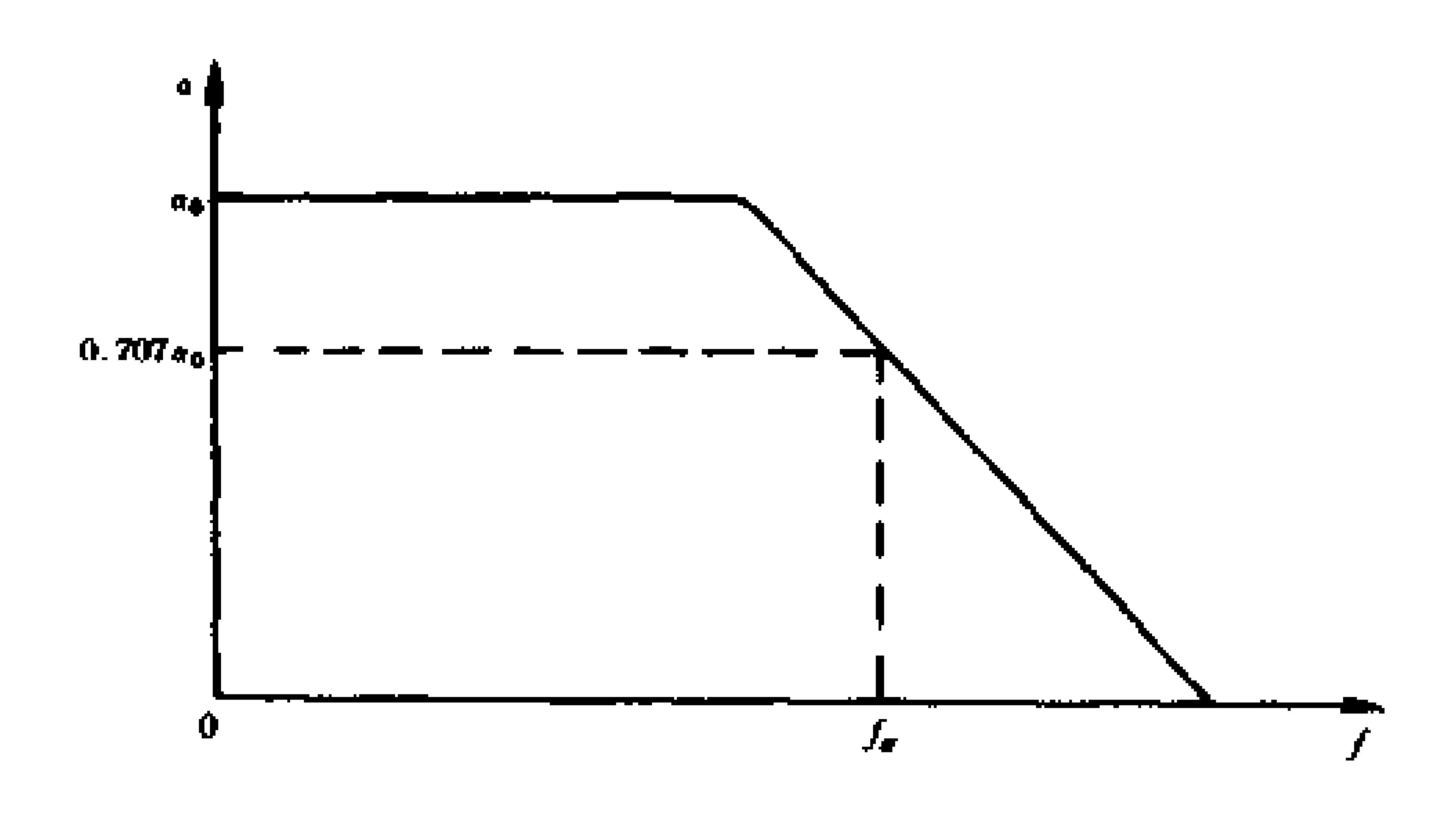


图 1-28　f_α 的意义

(4) β 截止频率 f_β。在共发射极电路中，将输出端交流短路，逐渐升高信号频率，当频率超过某一定数值时，β 值将明显下降。β 值下降到低频(1000Hz)值的 0.707 倍时，所对应的频率，称为 β 截止频率 f_β。它反映了共发射极放大电路中所允许的最高工作频率。f_β 与 f_α 之间的关系为

$$f_\beta = (1-\alpha)f_\alpha$$

(5) 特征频率 f_T。共发射极交流电流放大系数下降到 $\beta = 1$ 时，所对应的频率称为特征频率 f_T。当工作频率达到 f_T 时，三极管不再具有电流放大作用。

(6) 噪声系数 N_F。在任何电子系统中，除了有用的信号电压或电流外，还常常混杂一些杂乱的、无规则的电流或电压，称为“噪声”。三极管集电极输出的噪声有两个来源：一部分是从外界引入的，另一部分是三极管本身产生的。噪声与有用的电

信号叠加在一起，一同输出。如果信号大小与噪声相当，甚至更弱，将使信号无法分辨与检测，噪声把信号给“淹没”了。为此，无线电技术中常用信号噪声比来说明信号与噪声之间的数量关系，其定义为

$$信号噪声比 = \frac{信号功率}{信号中含有的噪声功率}$$

显然，只有当信号噪声比远大于1时，信号才不致为噪声所淹没，微弱信号才能有效地获得放大。

为了更为严格地描述三极管的噪声特性，常用三极管输入信号噪声比同输出信号噪声比的比值来表示，称为噪声系数 F，即

$$F = \frac{输入信号噪声比}{输出信号噪声比} = \frac{输出噪声功率}{K_P 输入噪声功率}$$

式中 K_P 为三极管的功率增益，即输出功率与输入功率之比。

在实际工作中，噪声系数常用 F 的对数值表示，并以分贝(dB)为单位

则
$$N_F(\mathrm{dB}) = 10\lg \frac{输出噪声功率}{K_P 输入噪声功率}$$

3. 极限参数

(1) 集电极最大耗散功率 P_{CM}。三极管在电路中工作时，由于集电结上加有较高的电压，集电极电流又较大，所以集电结上消耗的功率较大，其值为

$$P_c \doteq V_{ce} I_c$$

集电极耗散功率 P_c 是把电能转化为热能的功率，它使管芯发热，结温升高。通常，硅管的最高允许结温为150℃，锗管的最高允许结温为70℃，当结温超过了规定限度时，不仅会使三极

管参数发生变化，还可能造成管子的损坏。

集电极最大允许耗散功率 P_{CM}，就是保证三极管因受热而引起的参数变化不超过规定允许值时的最大集电极耗散功率。

（2）集电极最大允许电流 I_{CM}。在 I_c 的一个很大范围内，β 值基本不变。但当 I_c 超过一定数值后，β 将明显下降。因此，为了保证三极管发挥应有的放大作用，就需要限定三极管的工作电流不超过 I_{CM}值。部颁标准规定：当 $V_{ce}=1V$ 时，使管耗达到 P_{CM}值所对应的 I_c 值，定义为集电极最大允许电流 I_{CM}。当 $I_c > I_{CM}$时，管子不一定会损坏。

（3）集电极－发射极击穿电压 $V_{(br)ceo}$。基极开路，加在集电极与发射极之间的最大允许反向电压，称为集电极－发射极击穿电压 $V_{(br)ceo}$。超过这个极限将会使三极管集电结击穿。

五、温度变化对三极管参数的影响

三极管也和其他半导体器件一样，对温度的变化十分敏感，温度的变化会使三极管的参数发生明显的改变。因此，比较深入地了解温度对三极管参数的影响，具有重要的现实意义。

1. 温度对三极管反向电流的影响

在室温下，三极管的集电极反向饱和电流 I_{cbo}很小。当温度升高时，反向电流急剧增大。大约温度每升高 10℃，I_{cbo}增大一倍。I_{ceo}的变化规律大致与 I_{cbo}相同。

2. 温度对三极管前向压降 V_{be}的影响

输入特性曲线随温度的升高向左移，与二极管伏安特性曲线一样（见图 1－13）。这样，在 I_b 不变时，V_{be}将减小。V_{be}随温度变化的规律也是温度每升高 1℃，V_{be}减小 2mV～2.5mV。

3. 温度对 β 值的影响

三极管的电流放大系数 β 值随温度升高而变大，变化的规

律是：温度每升高1℃，β值增大0.5%～1%。

第五节 场效应管

场效应管（英文简称FET）是利用电场效应来控制电流的一种半导体器件，其特点是控制端基本上不需要电流，且受温度、辐射等外界条件影响小，便于集成化，因此得到广泛应用。场效应三极管可分为结型和绝缘栅型两大类，它们都是以半导体中的多数载流子来实现导电，所以又称为单极型三极管。

一、结型场效应管（JFET）

1. 结型场效应管的结构和工作原理

图1－29示出了结型场效应管的结构和用以说明结场效应管工作原理的模拟图形。在两个P型区中间夹着一层N型区，形成了两个PN结。从N区两端引出两个电极，分别称为漏极D和源极S；两个P区连接起来后引出一个电极，叫做栅极G。很薄的N型区作为电流的通路，称为导电沟道。栅极G是用来控制流过沟道的电流大小的。这种结构的场效应管叫N沟道结型场效应管，其电路符号如图1－30(a)所示。此外，尚有一种P沟道结型场效应管，工作原理与N型相同，使用上的唯一区别是外接电源的极性相反，其电路符号如图1－30(b)。

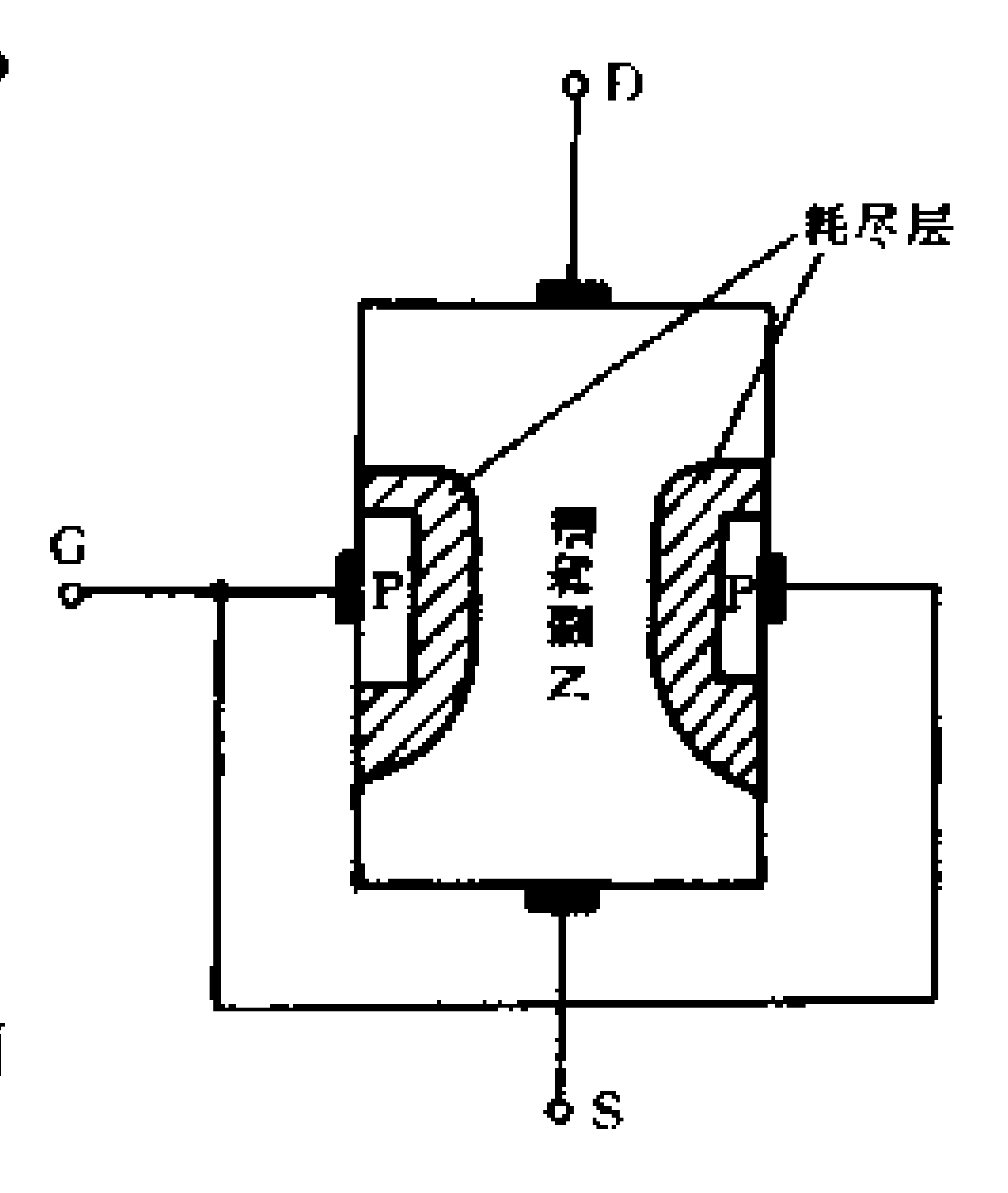


图1－29 结型场效应管的结构

下面以N沟道结型场效应管为例，分析它的工作原理。

在放大电路中，漏极 D 接电源 E_D 的正极，源极 S 接 E_D 的负极，栅极接另一组电源 E_G 的负极，而该电源的正极与源极相连，如图 1－31 所示。显然，两个 PN 结都加上了反向电压，只有微弱的反向电流从栅极流出。漏极电源 E_D 接在漏极和源极之间，将有

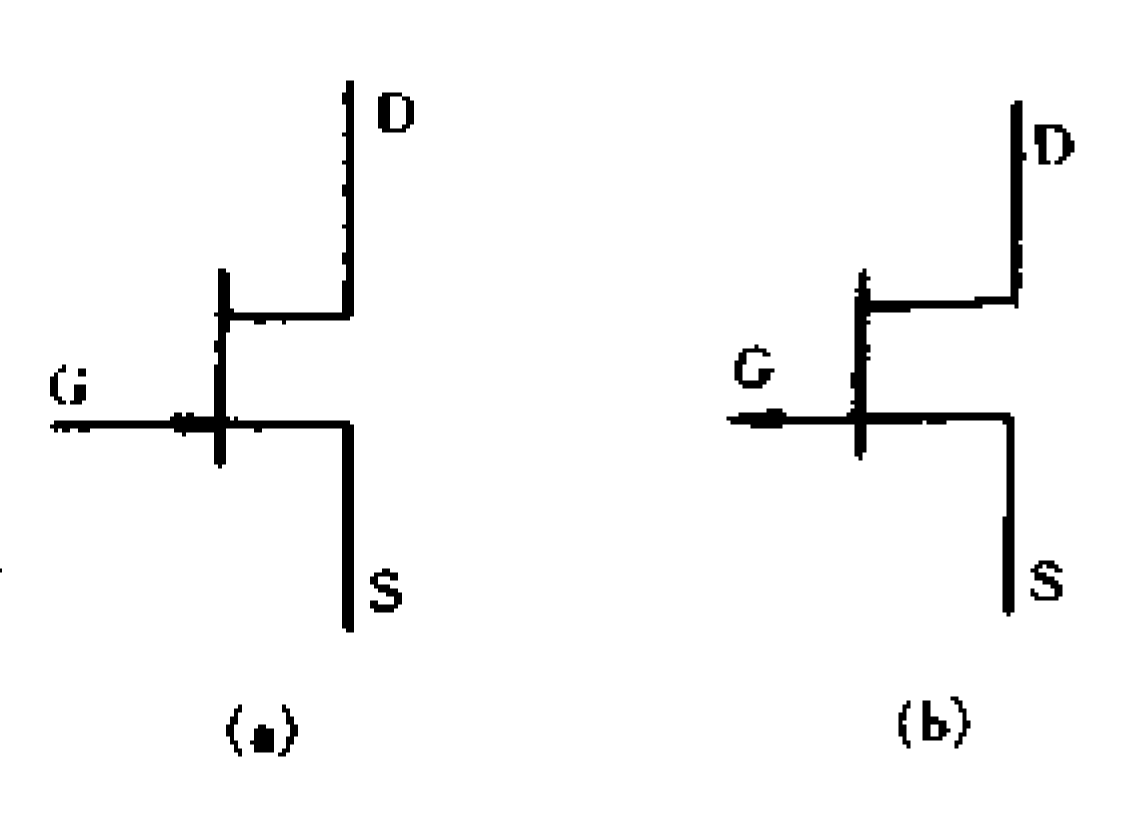


图 1－30　结型场效应管的符号

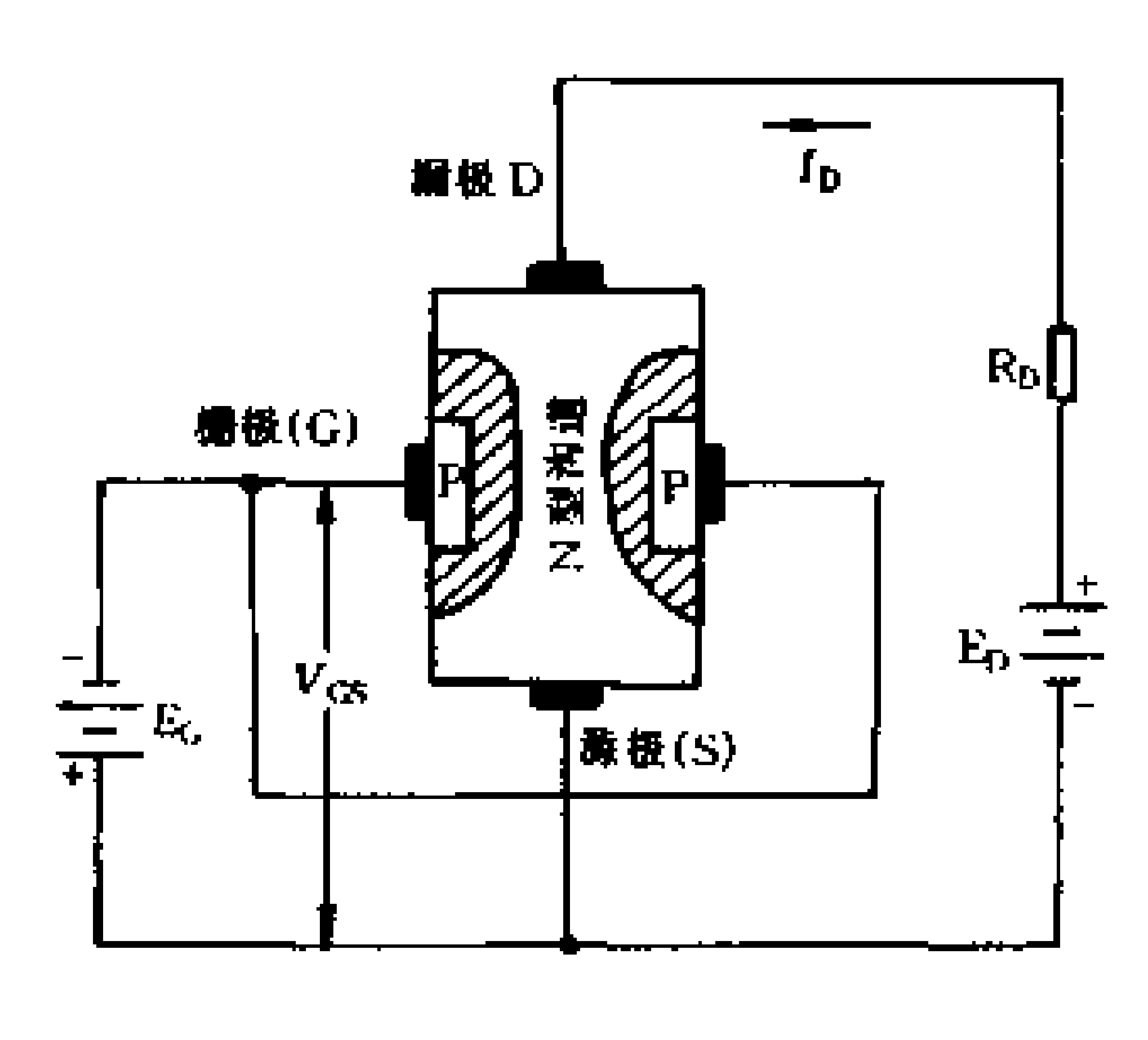


图 1－31　结型场效应管原理电路

漏极电流 I_D 流过 N 型导电沟道。值得注意的是，栅极电源 E_G 给两个 PN 结同时加上了反向电压，增大栅极电压 V_{GS}，则 PN 结的耗尽层就向 N 型沟道内扩展，使沟道变窄，沟道电阻增大，漏极电流变小。反之，栅极电压 V_{GS} 变小，耗尽层变薄，沟道变宽，电阻减小，I_D 增大。这就是说，漏极电源 I_D 的大小会随栅极电压 V_{GS} 的改变而变化，通过改变栅极电压 V_{GS}，能控制漏极电流 I_D 的大小。

利用结型场效应管的栅极电压 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制作用，可以用来放大电信号。如图 1－32 所示，交流输入信号 V_{sr} 加在栅极与源极之间，漏极通过负载电阻 R_{fz} 与电源的正极相连。当输入信号发生变化时，栅极电压跟着变化，由此引起漏极电流发生对应的变化，漏极电流通过负载电阻 R_{fz}，将产生交流电压降，这就是放大电路的输出电压 V_{sc}。由于栅极电压有一

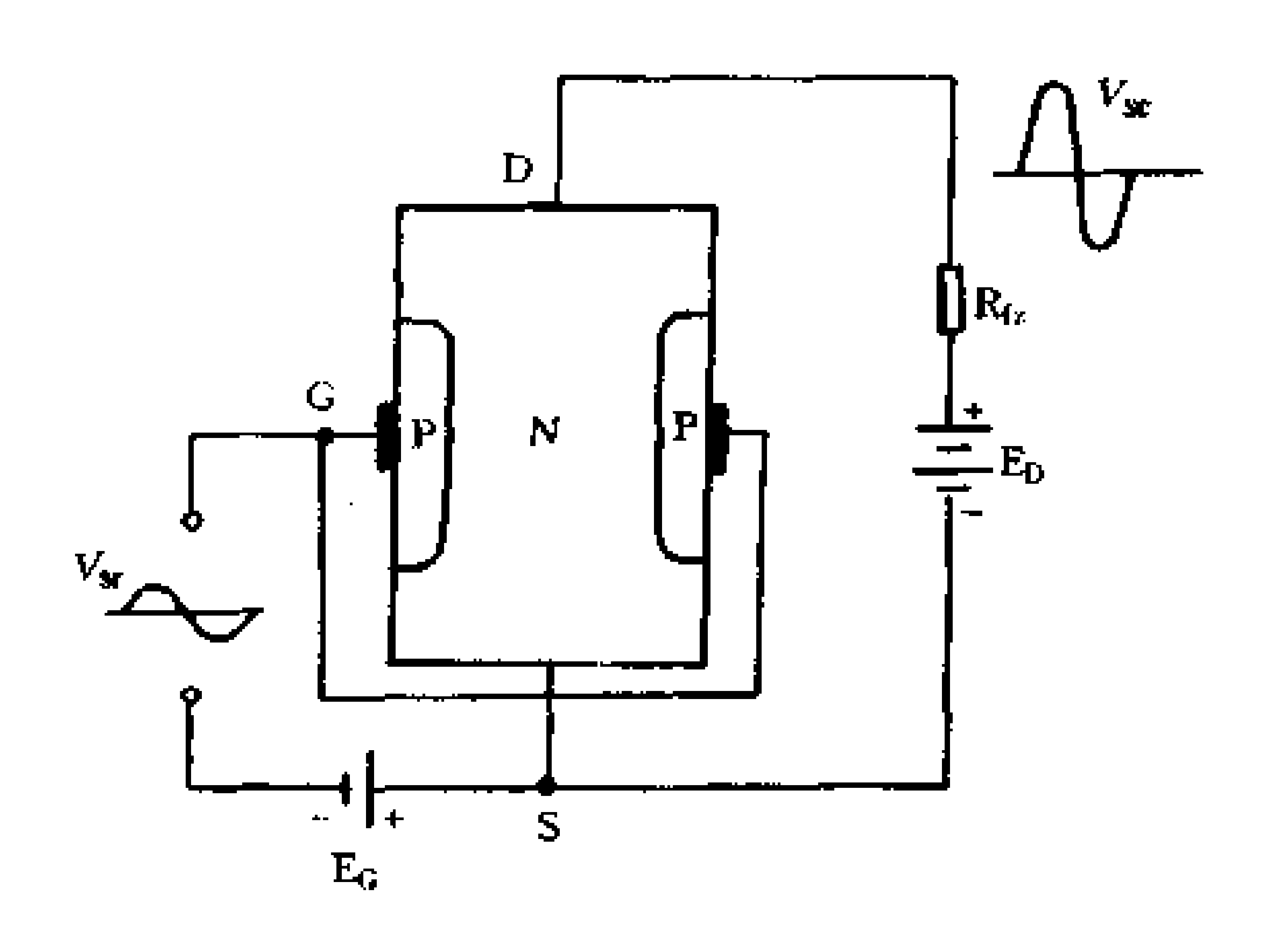


图 1－32　场效应管放大原理

个很小的变化量，就会在负载上获得一个比它大得多的电压变化量，因此实现了电压放大。

2. 结型场效应管的特性

如前所述，漏极电压 V_{DS}是产生漏极电流 I_D 的源泉，而栅极电压 V_{GS}又能控制漏极电流 I_D。为了深入了解 I_D 与 V_{DS}、V_{GS}的关系，下面具体分析 I_D 与 V_{DS}之间变量关系的漏极特性以及 I_D 与 V_{GS}之间变量关系的转移特性。

(1) 栅极电压 $V_{GS}=0$ 时，漏极电流 I_D 与漏极电压 V_{DS}之间的变量关系。

将栅极与源极之间短路（$V_{GS}=0$），漏极与源极之间加上正电压 V_{DS}时，就会有电流自漏极经沟道流向源极。由于沟道有一定的电阻，I_D 流过沟道时就要产生电压降。从漏极 D 到源极 S 沿着沟道电位由 V_{DS}逐渐降低到零，形成一个电位梯度。由于栅极和源极连在一起，故栅极和源极等电位，也是零电位。值得注意的是，虽然 $V_{GS}=0$，但漏极电压 V_{DS}加在 PN 结上也是反向

电压，只是由于沟道建立了电位梯度，从漏极到源极沿着沟道PN结上各点的反向电压是不同的，越靠近漏极，PN结上的反向电压越大，耗尽层在靠近漏极的区域向N型沟道延伸越多，而靠近源极的区域则延伸很少，耗尽层便成为楔形。

当 V_{DS}很小时，沿沟道各点上PN结的反向电压都很小，沟道自上而下宽度近似相等，如图1-33(a)所示，沟道可以看成是一个阻值一定的电阻，所以漏极电流 I_D 与漏极电压 V_{DS}成正比，V_{DS}与 I_D 的变量关系是一条直线，如图1-34中曲线的0-A段。

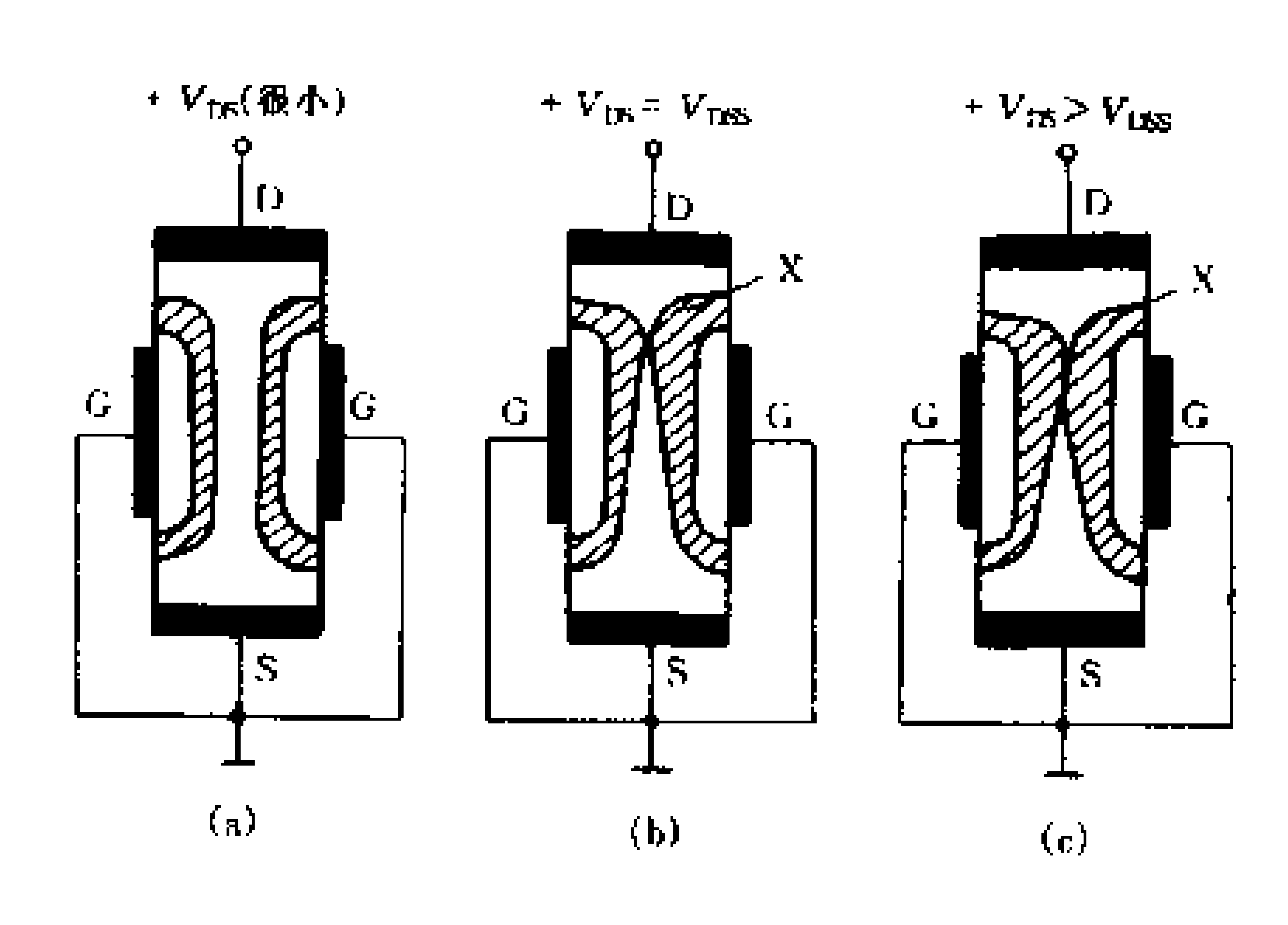


图1-33 $V_{GS}=0$时的结型场效应管的工作情况

V_{DS}逐渐增大时，靠近漏极一端耗尽层就显著地变厚，使导电沟道明显地变窄，电阻逐渐增大。当 V_{DS}继续增加时，I_D 的增加变慢了，这相当于图1-34漏极特性曲线的A-B段。

当 V_{DS}继续增加，靠近漏极一端耗尽层也进一步变厚，当 V_{DS}增大到某一数值 V_{DSS}时，靠近漏极的一端，两边的耗尽层恰好相遇，如图1-33(b)所示。这种状态称为“夹断”。

当 $V_{DS}>V_{DSS}$时，漏极一端的耗尽层变得更厚，使夹断部分

向下延伸，如图 1－33(c)所示。从表面上看，似乎导电沟道被封死，I_D 不能流通。实际上这种情况不可能发生。因为若 I_D 为零，则沟道上的电压降不复存在，夹断区也随即消失了。所以，归根结底沟道被夹断还是由 I_D 增大所引起的。实际情况是，在 $V_{DS} > V_{DSS}$时，电流 I_D 已经达到了最大值，不再随漏极电压 V_{DS}的增加而增大。因为 V_{DS}越大，靠拢部分越长，电阻也越大，所以 I_D 基本不变。这种情况称为漏极电流的饱和，相当于图 1－34 漏极特性曲线上接近水平部分 B－C 段。这时的电流叫饱和漏极电流 I_{DSS}。当然，V_{DS}也不能无限制地增加，否则 V_{DS}高到某一数值会引起靠拢部分耗尽层击穿，如图 1－34 中的 C－D 段。

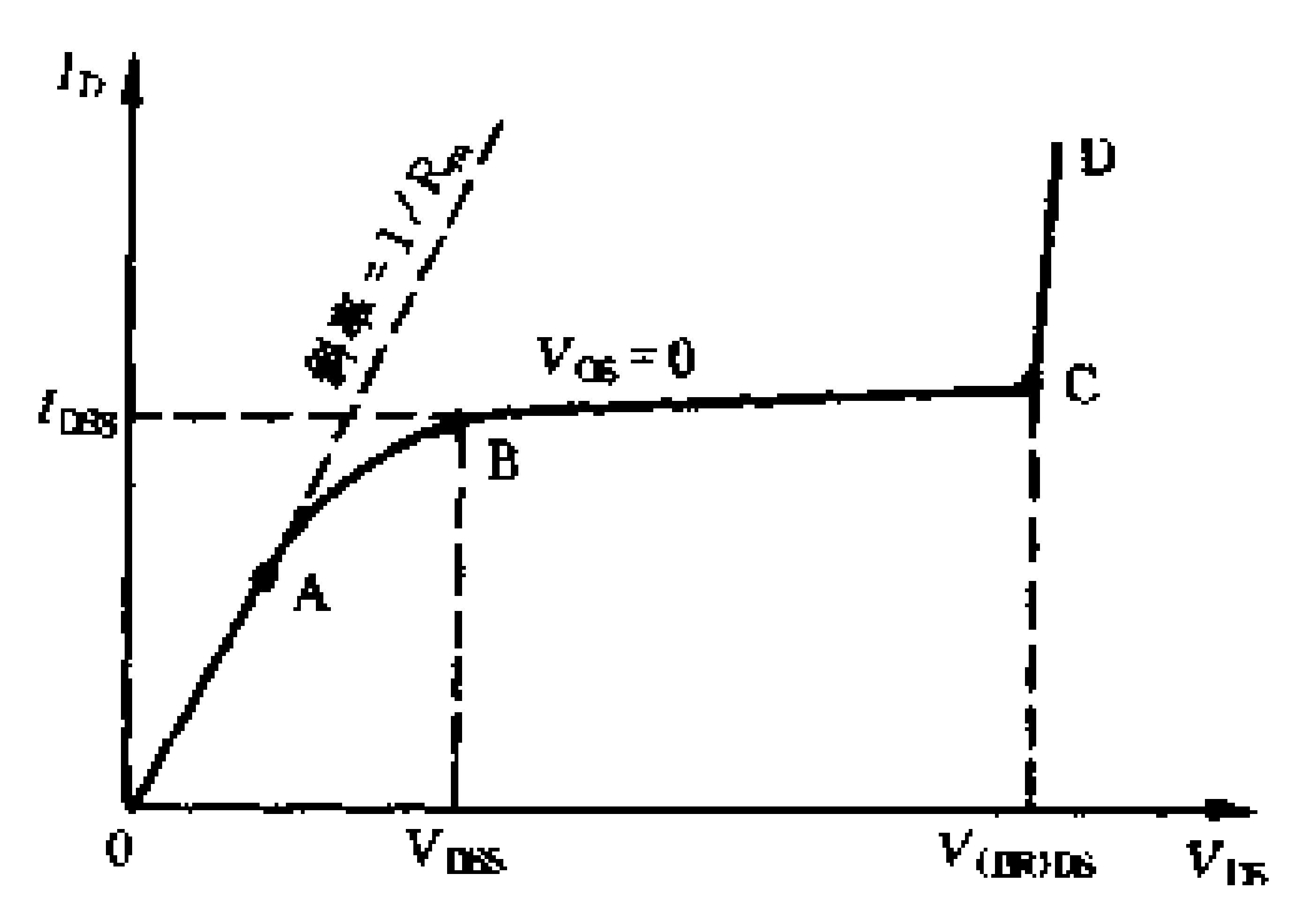


图 1－34　$V_{GS}=0$ 时的漏极特性曲线

(2) G、S 间加负电压，D、S 间加正电压时的漏极特性。

场效应管是利用栅极电压来控制漏极电流的。因此，更有实际意义的是栅极加上不同负电压时的漏极特性曲线。图 1－35是取不同的栅极负电压时所作的 I_D 与 V_{DS}之间的关系曲线，称为漏极特性曲线簇。

图 1－35 所示的曲线可以解释为：G、S 间的负电压使耗尽层变宽，导电沟道变窄；D、S 间的正电压使耗尽层和导电沟道进一步变得不等宽。随着 $|V_{GS}|$的增加，导电沟道变窄，电阻增大，在同样的 V_{DS}作用下产生的 I_D 减小，发生预夹断时所对应的 V_{DS}也减小。

当栅极负电压大到某一数值 V_P 时，两个耗尽层在整个沟

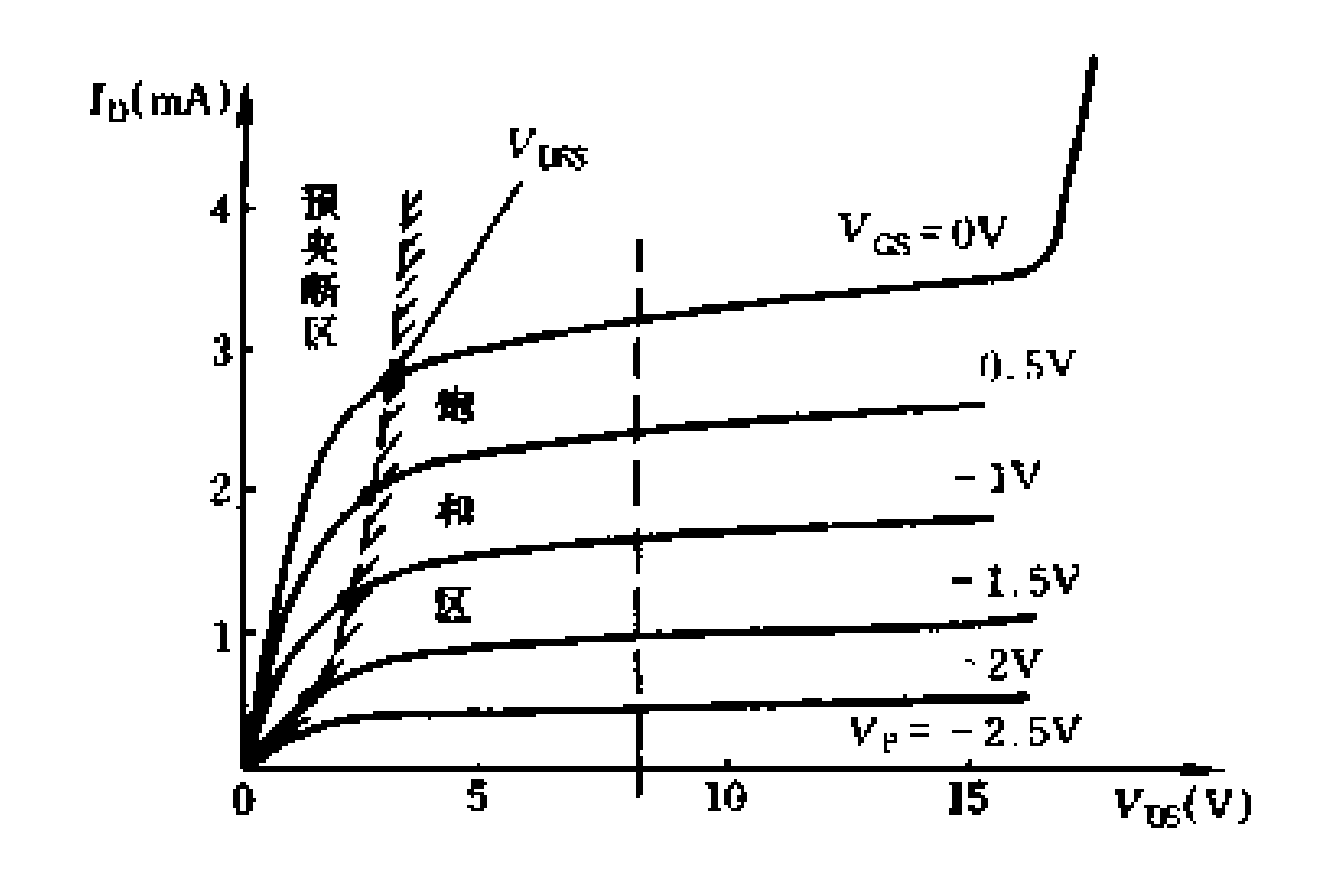


图 1-35 漏极特性曲线簇

道长度上相遇,沟道真正被夹断,$I_D=0$,所以 V_P 又称为管子的夹断电压。

(3) 结型场效应管的转移特性。由图 1-35 所绘的结型场效应管漏极特性曲线簇可见,在恒流区(漏极电流达到饱和的部分)漏极电流 I_D 几乎不随漏极电压 V_{DS}改变而变化,若取 V_{DS}为某一固定值,改变栅极负电压 V_{GS},漏极电流 I_D 将发生相应的变化,将 V_{DS}为定值时 I_D 与 V_{GS}的变量关系绘成函数曲线,如图 1-36 所示,称为转移特性曲线。图中,$V_{GS}=0$ 时,I_D 最大,这是饱和漏极电流 I_{DSS}。当栅极电压变负时,I_D 逐渐减小,栅极电压小到某一定值 V_P 时,漏极电流趋近于零。

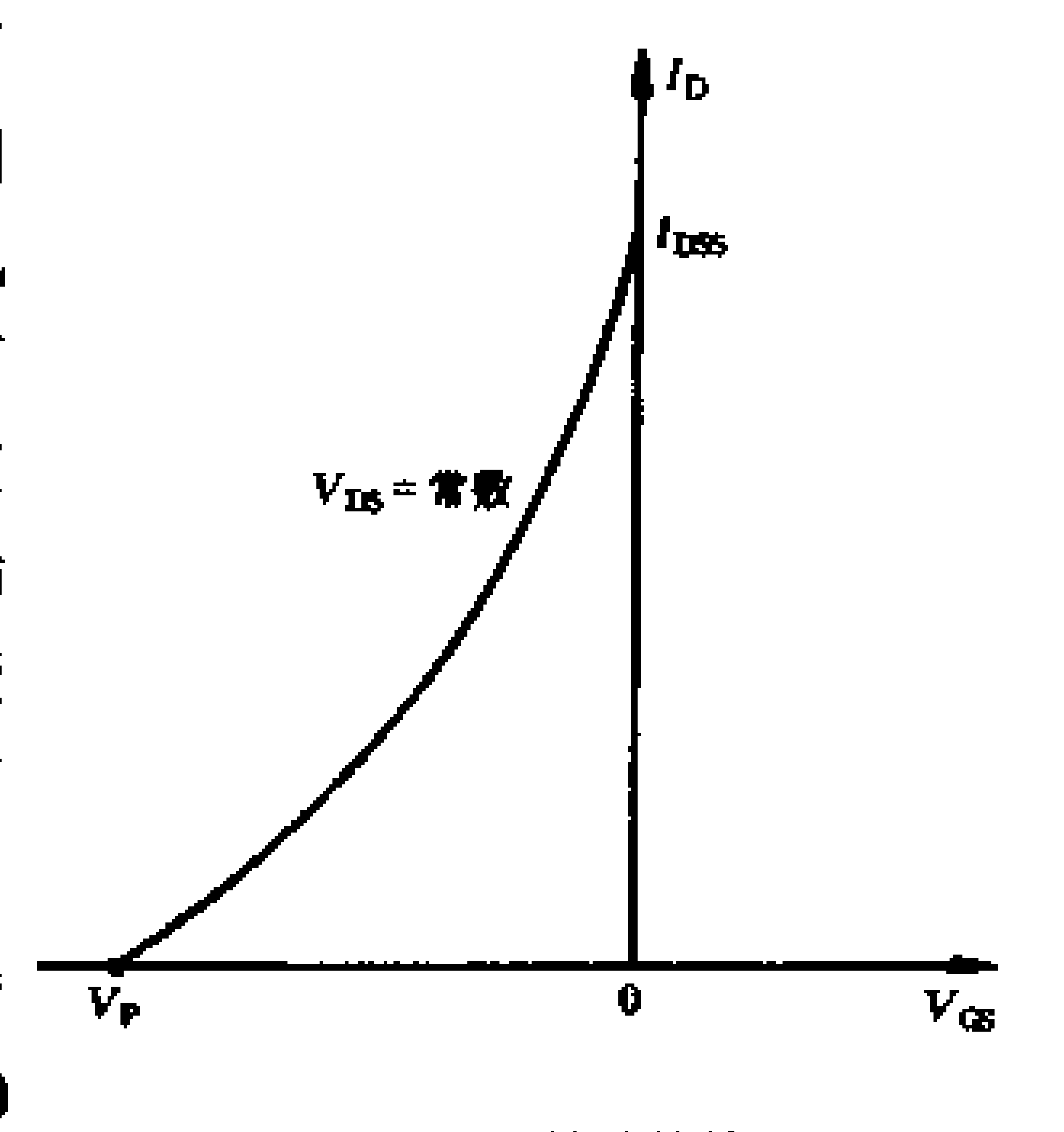


图 1-36 转移特性

二、绝缘栅场效应管(MOSFET)

绝缘栅场效应管又叫金属－氧化物－半导体场效应管，简称 MOS 场效应管。这类场效应管的特点是输入电阻极高(可达 $10^9 \sim 10^{15}\Omega$)，制作工艺简单，温度稳定性好，特别适合于做成大规模集成电路，应用十分广泛。

MOS 场效应管根据控制方式不同，可以分成两种类型：一种叫增强型，另一种叫耗尽型。

1. N 沟道增强型 MOS 场效应管

N 沟道增强型 MOS 场效应管的基本结构如图 1－37 所示。在一块掺杂浓度较低的 P 型硅片(称为衬底)上，通过扩散工艺形成两个掺杂浓度较高的 N 型区，一个为源极 S，另一个为漏极 D。在源极 S 和漏极 D 之间是电子流通的导电沟道。沟道上面覆盖着一层绝缘的二氧化硅薄膜，厚度为 0.1μm。在二氧化硅上面镀有一层铝膜，作为栅极 G。由于栅极与导电沟道是绝缘的，所以才称为绝缘栅场效应管。

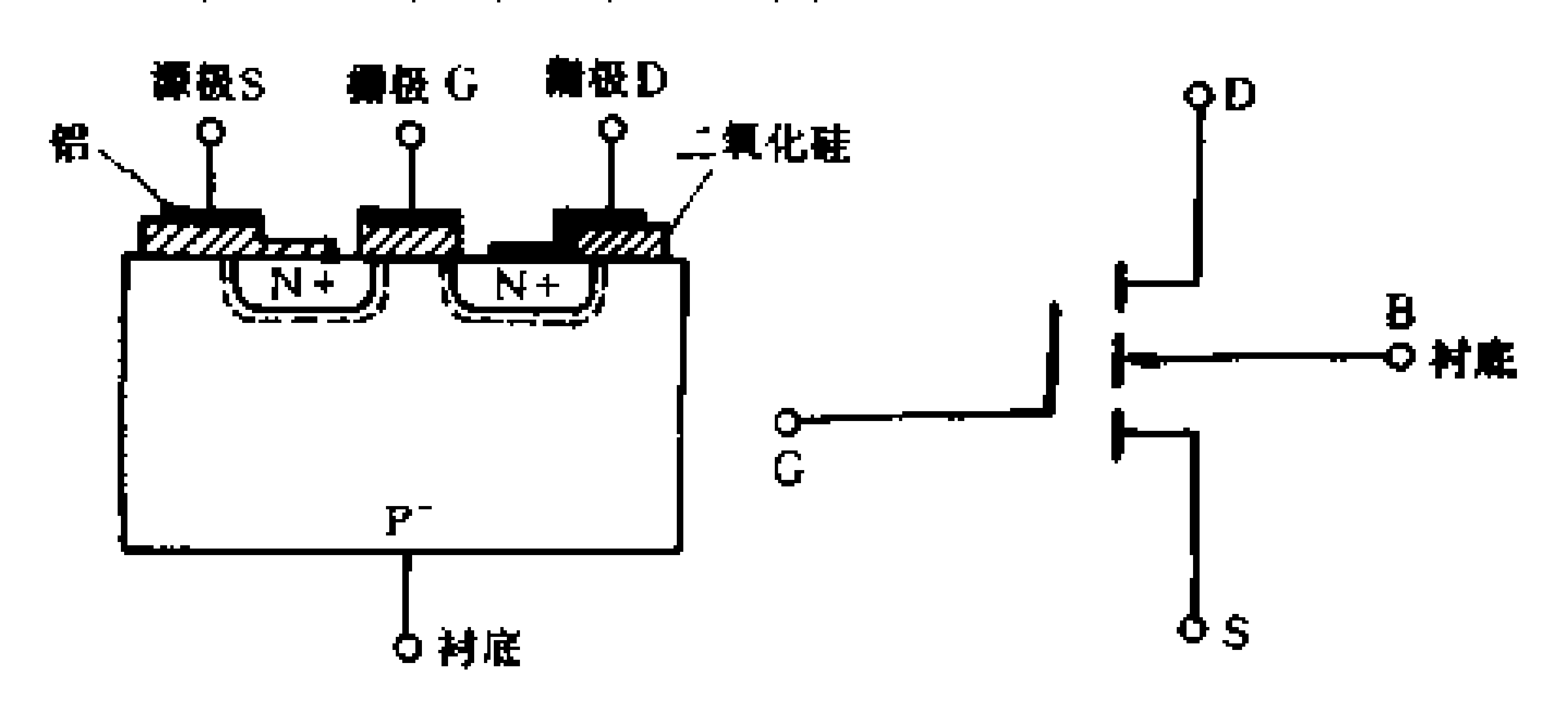


图 1－37 N 沟道 MOS 管结构与电路符号

通常，漏极 D 与电源正极相连，源极 S 与电源负极相连。在未加栅极电压时，漏极到源极的沟道是由 P 区体电阻与一对背靠背的 PN 结串联组成的，所以漏极电流几乎为零。

当栅极 G 与源极 S 之间加上正电压时，金属栅极被充电而聚集起正电荷，正电荷建立的电场排斥靠近二氧化硅底面下 P 型半导体中的空穴，形成耗尽层（负离子层）。如果栅极正电压进一步加大，直到 $V_{GS}=V_T$ 时，由于电场足够强，不仅会把 P 型半导体表面层中空穴全部赶走，而且还会吸引一定数量的电子聚集在两个 N 区之间。V_{GS}越大，积累的电子越多。这种作用使与二氧化硅层交界面处的衬底由 P 型转化成 N 型，这个感应生成的 N 型半导体薄层称为反型层。由于反型层的出现，使原来的两个 PN 结消失，并在漏极与源极之间搭接起 N 型导电沟道。这时在漏极电压 V_{DS}的作用下，电子就会自源极经沟道流向漏极，使外电路中产生漏极电流 I_D。不难了解，V_{GS}越大，感应生成的 N 型导电沟道越深，因而 I_D 越大，因此称之为 N 型沟道增强型 MOS 场效应管。

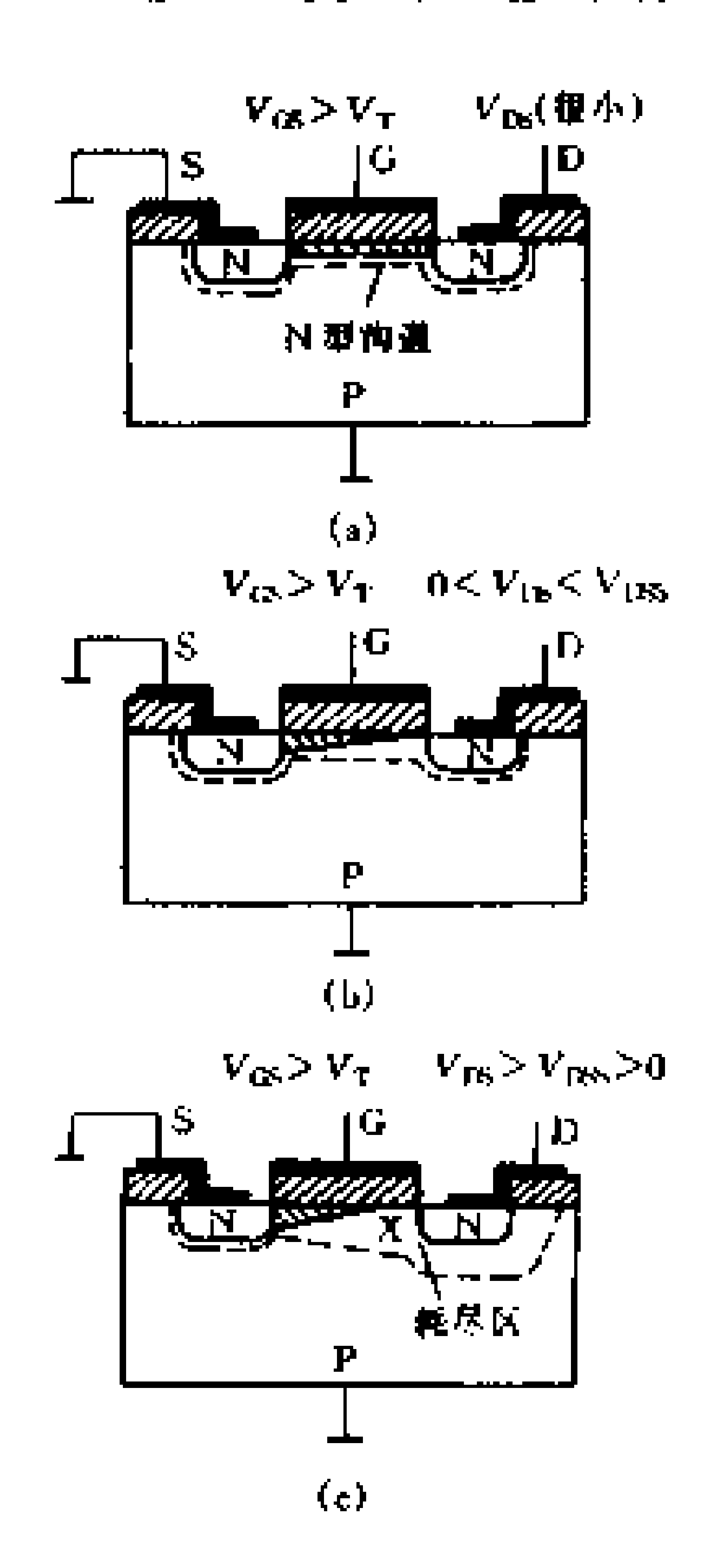


图 1－38　V_{DS}对导电沟道的影响

当 $V_{GS}>V_T$ 时，导电沟道已经形成。在 D、S 间外加正向电压 V_{DS}后，沟道的变化情况与结型场效应管中相似。漏极电流 I_D 沿沟道产生电压降，使沟道上各点与栅极间的电压不再相等，该电压削弱了栅极中正电荷电场的作用，使沟道从源极到漏极逐渐变窄，如图 1－38(b)所示。当 V_{DS}值增加到某一数值 V_{DSS}时，沟道在漏极附近出现“夹断”，如图 1－38(c)所示。再继续增大 V_{DS}，夹断区向源极方向延伸，而夹断沟道电流达到

饱和不再变化，其原理已在结型场效应管中介绍过。

图 1-39 所示是 N 沟道增强型 MOS 场效应管的漏极特性曲线和转移特性曲线。

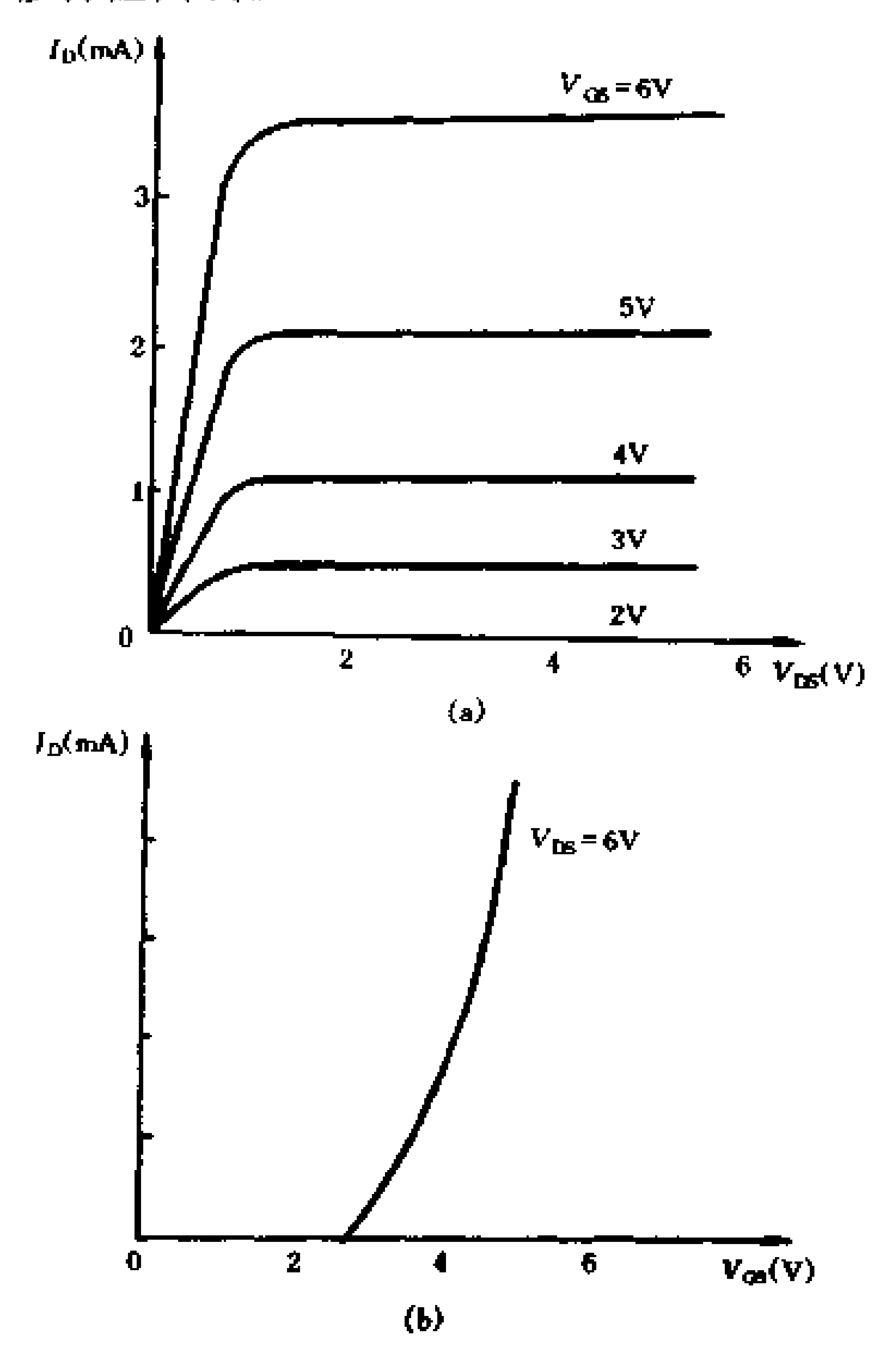


图 1-39 N 沟道增强型 MOS 管的特性曲线

2. N 沟道耗尽型 MOS 场效应管

这种管子在制造过程中，二氧化硅绝缘层中掺入了大量的正离子。在栅极不加电压($V_{GS}=0$)的情况下，由于静电感应，漏

极与源极之间已形成了反型层，搭接起 N 型导电沟道。此时，给栅极加上正电压（$V_{GS}>0$），沟道变宽，I_D 增大；反之，栅极加上负电压（$V_{GS}<0$）时，沟道变窄，I_D 减小。当栅极负电压大到一定数值 V_P 时，会使反型层消失，$I_D=0$。

这种管子的特点是在一定范围内 V_{GS} 不论为正还是为负，均可控制 I_D 的大小，使用起来很方便。

3. P 沟道 MOS 场效应管

P 沟道 MOS 场效应管也可分为增强型和耗尽型两种，它与 N 沟道 MOS 的原理相同，只是在使用时 V_{GS}、V_{DS} 的极性与 N 沟道相反。

图 1－40 所示是四种 MOS 管的电路符号和特性曲线。

三、场效应管的主要参数

结型场效应管与绝缘栅场效应管的参数大多相同，现将主要参数介绍如下。

1. 直流参数

(1) 开启电压 V_T。对增强型 MOS 场效应管，在 V_{DS} 为某一固定数值的情况下，使沟道能将漏、源极连接起来的最小栅极电压（测试时取 I_D 为 10μA 所对应的栅压）就是开启电压 V_T。

(2) 夹断电压 V_P。耗尽型 MOS 场效应管的漏极电压 V_{DS} 为某一固定数值的条件下，使 I_D 等于一个微小电流（例如 10μA）时所对应的栅极电压，就是夹断电压 V_P。

(3) 饱和漏极电流 I_{DSS}。耗尽型 MOS 场效应管，在 $V_{GS}=0$ 的条件下，管子发生预夹断，即 $V_{DS}>|V_P|$ 时的沟道电流称为饱和漏极电流 I_{DSS}。

(4) 直流输入电阻 R_{GS}。栅极所加的直流电压 V_{GS} 与由它所引起的栅极电流 I_G 的比值，叫做直流输入电阻 R_{GS}（结型 R_{GS}

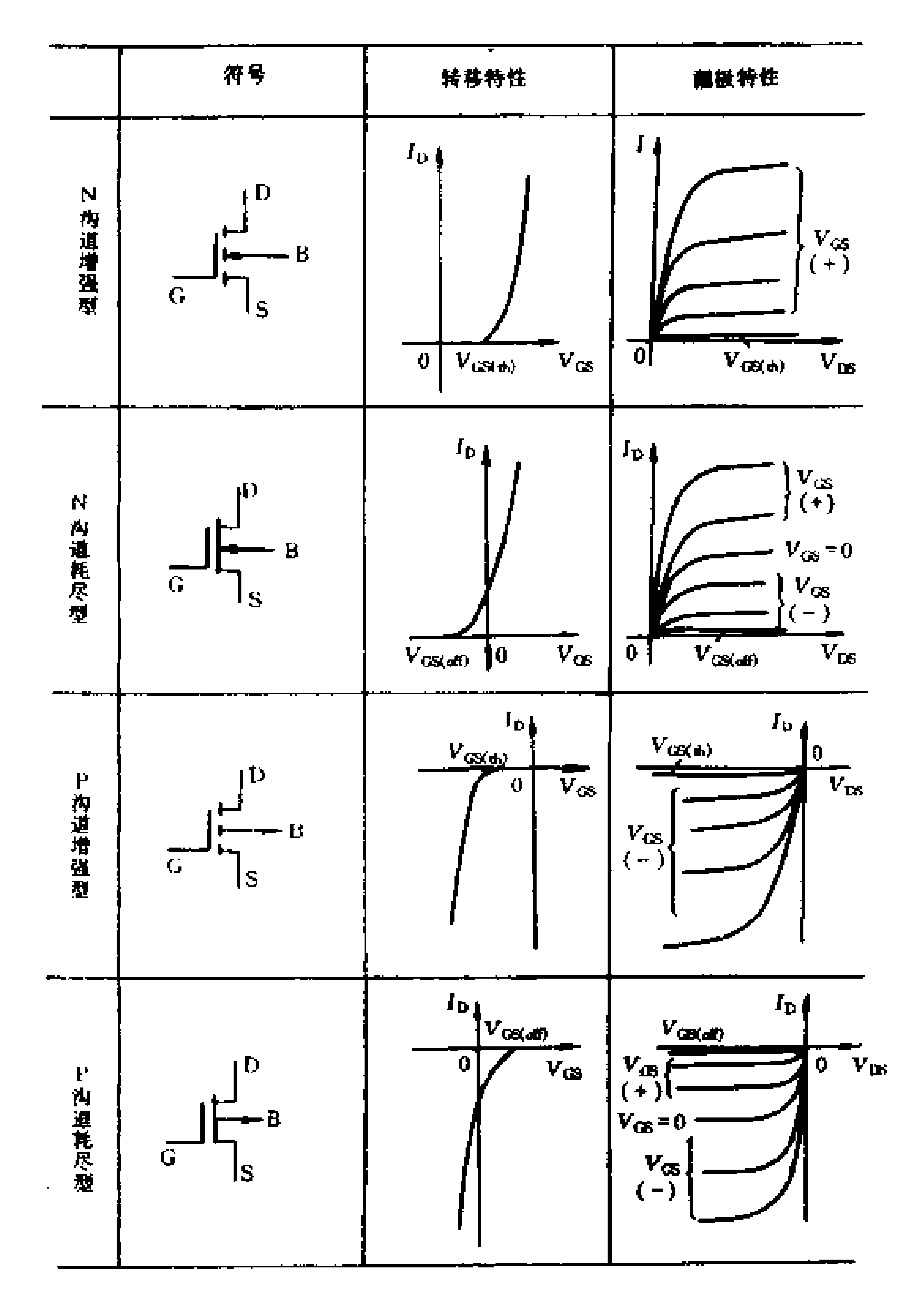


图1-40 四种MOS管的电路符号和特性曲线

$>10^7\Omega$,绝缘栅型 $R_{GS}>10^{10}\Omega$)。

2. 交流参数

(1) 低频跨导 g_m。在 V_{DS} 为某一固定数值的条件下,漏极电流的微小变化量 ΔI_D 和引起这个变化的栅极电压微小变化量 ΔV_{GS} 之比,称为低频跨导 g_m,即

$$g_m=\left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{常数}}$$

g_m 的单位为西门子(S),有时也用 ms 表示。

(2) 输出电阻 r_d。输出电阻 r_d 说明了在恒流区 V_{DS} 对 I_D 的影响,理想值为无穷大,一般在几十千欧到几百千欧之间。

(3) 极间电容。三个电极之间都存在着极间电容:栅源电容 C_{GS}、栅漏电容 C_{GD} 和漏源电容 C_{DS}。C_{GS} 和 C_{GD} 一般为 1~3pF,C_{DS} 约为 0.1~1pF。

(4) 低频噪声系数 N_F。噪声是由管子内部载流子运动的不规则引起的。在低频时(1000Hz)测出的噪声系数约为几个分贝。

3. 极限参数

(1) 最大漏极电流 I_{DM}。是指管子在工作时允许的最大漏极电流。

(2) 最大耗散功率 P_{DM}。是保证管子的温升不超过容许值所规定的最大耗散功率。

(3) 漏源击穿电压 $V_{(BR)DS}$。在 V_{DS} 增大的过程中,使 I_D 开始急剧增加的 V_{DS} 值。

(4) 栅源击穿电压 $V_{(BR)GS}$。使 MOS 管二氧化硅绝缘层击穿的栅源电压 V_{GS} 值。

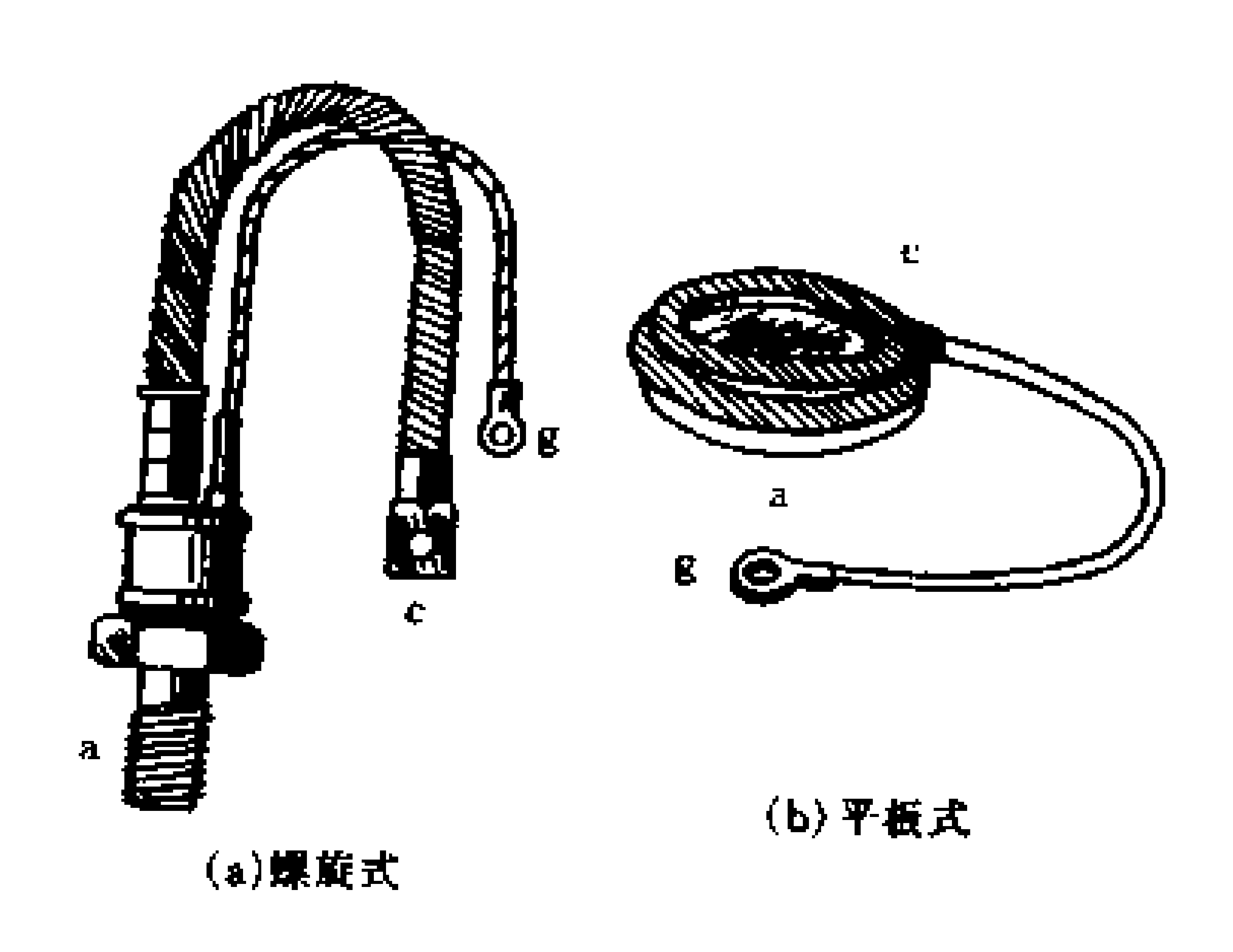
第六节　晶闸管(可控硅)

晶闸管又叫硅可控整流元件，常简称为可控硅。普通晶闸管是一种具有三个 PN 结的四层结构的大功率半导体器件。目前，晶闸管的派生器件很多，如双向晶闸管、可关断晶闸管、光控晶闸管等，在无线电技术中应用也很广泛。事实上，晶闸管不只是用来进行可控整流，它还可以用作无触点开关以快速接通或切断电路，实现将直流电变成交流电的逆变，将一种频率的交流电变成另一种频率的交流电，等等。人们常称它为电力电子器件。

一、普通晶闸管的结构和特性

1. 结构和工作原理

普通晶闸管元件的外形，主要有螺旋式、平板式和平底式几种，图 1－41 中示出两种。



(a)螺旋式　　(b)平板式

图 1－41　晶闸管的外形

晶闸管有三个电极:阳极A、阴极K和门级(控制极)G。它的管芯是P型半导体和N型半导体交叠组成的四层结构,共有三个PN结,其结构模型和电路符号示于图1-42中。

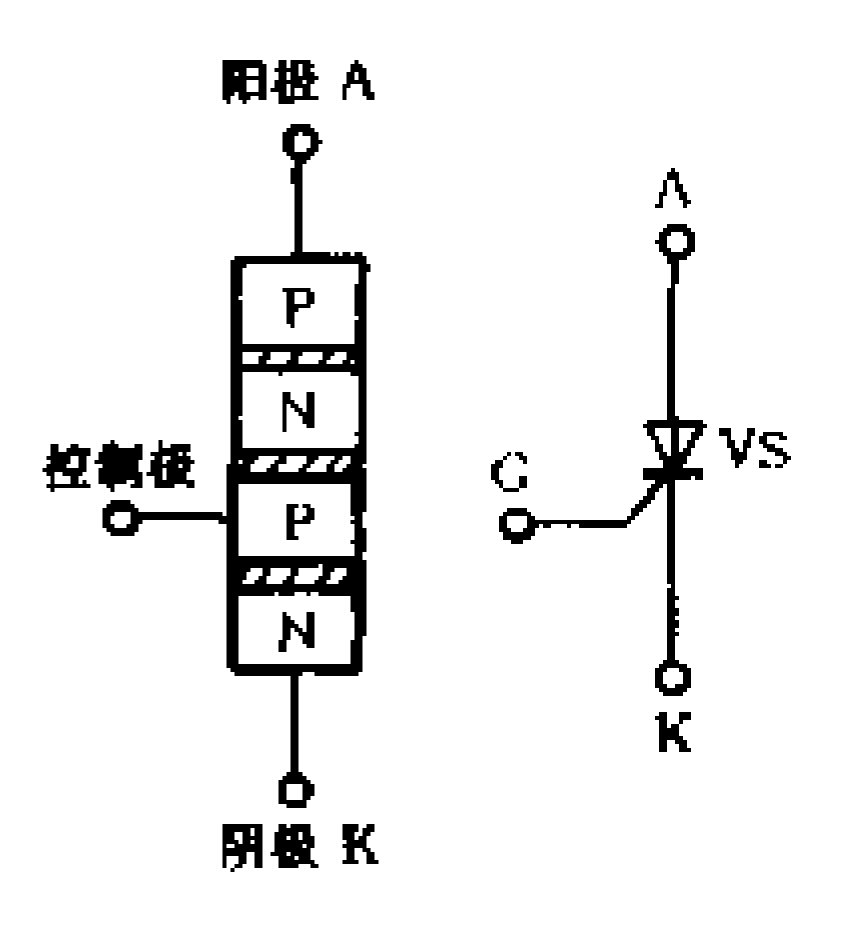


图1-42 晶闸管结构和符号

为了说明晶闸管的工作原理,我们可以把晶闸管等效成两个三极管组成的一对互补管进行分析。这两个管子一个是NPN管VT_1,另一个是PNP管VT_2,如图1-43所示。

当阳极A和阴极K之间加上一个正向电压V_a时,两个三极管VT_1、VT_2也都承受了正向电压,处于放大工作状态。若在门极G与阴极K之间再加入一触发电压,则对三极管VT_1来说,相当于在它的基极产生一个门极电流I_{GT},也就是VT_1的基极电流I_{b1}。经放大后,VT_1集电极上就产生集电极电流$I_{c1}=\beta_1 I_{b1}$,它又是VT_2的基极电流I_{b2}。VT_2的集电极$I_{c2}=\beta_2 I_{b2}=\beta_1\beta_2 I_{b1}=\beta_1\beta_2 I_{GT}$。此电流又流入$VT_1$的基极,再次得到放大。就这样依次循环下去,使

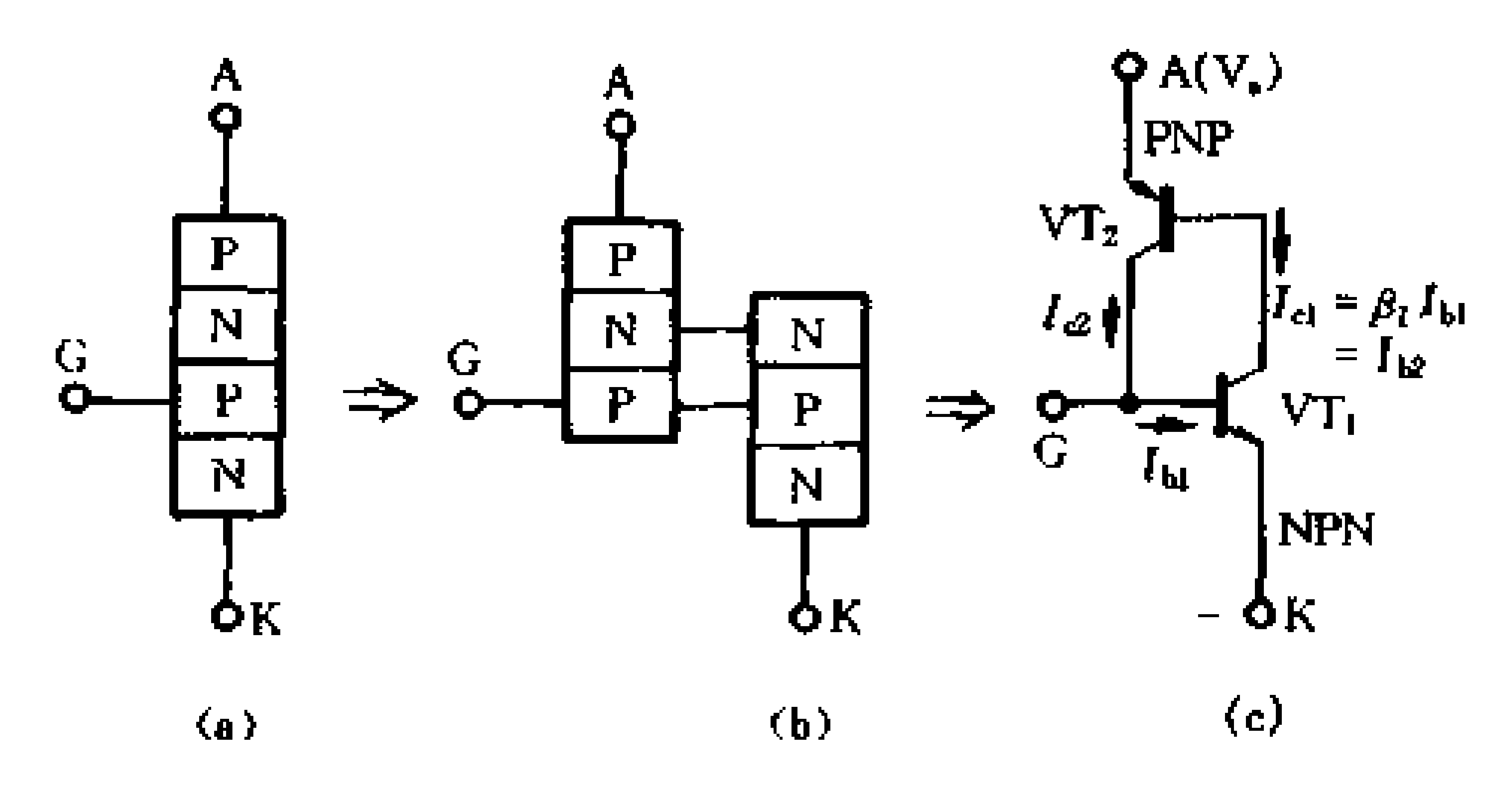


图1-43 晶闸管的工作原理

VT_1、VT_2迅速导通并达到饱和，此时晶闸管相当于一个接通的开关。由此可见，当晶闸管阳极与阴极之间加上正向电压，再在门极加上正的触发电压，晶闸管就能导通。晶闸管一经触发导通后，由于内部的正反馈，即使触发电压撤去，晶闸管仍然继续保持导通状态。只有断开阳极电源或降低阳极电压 V_a，使 VT_1、VT_2中的集电极电流小于维持导通的最小值（称为维持电流）时，晶闸管方可关断。

若阳极电压 V_a 极性反接，门极输入触发电压，晶闸管也不能导通。反之，V_a 接成正向，而触发电压为负，晶闸管同样不能导通。

在晶闸管承受正向电压的期间，改变触发电压的输入时刻，就可以改变晶闸管导通的时间，这个过程叫做“移相”。移相可使输出电压数值随所加触发电压的早晚而改变，从而达到可控整流的目的。图 1-44 所示是一个最简单的晶闸管可控整流电路，图中晶闸管的阳极和阴极接到交流电源上，所以只有在正弦波的正半周才能触发导通，负半周时不能触发导通，它的作用和半波整流相同。在门极 G 和阴极 K 之间接入相位控制器，用以给门极 G 输入触发脉冲，同时可以改变触发脉冲发出的时刻，在正半周 0°～180°之间的任何角度上起触发作用，图 1-45 说明了这一情况，其中电流 i 为 θ 的函数。在控制角 θ_F 处，晶闸管开始导通，而在 $\theta = 180° \sim 360°$时，晶闸管处于反偏，不能导通。用改变控制角 θ_F 的方法就可改变脉动电流的平均值，并控

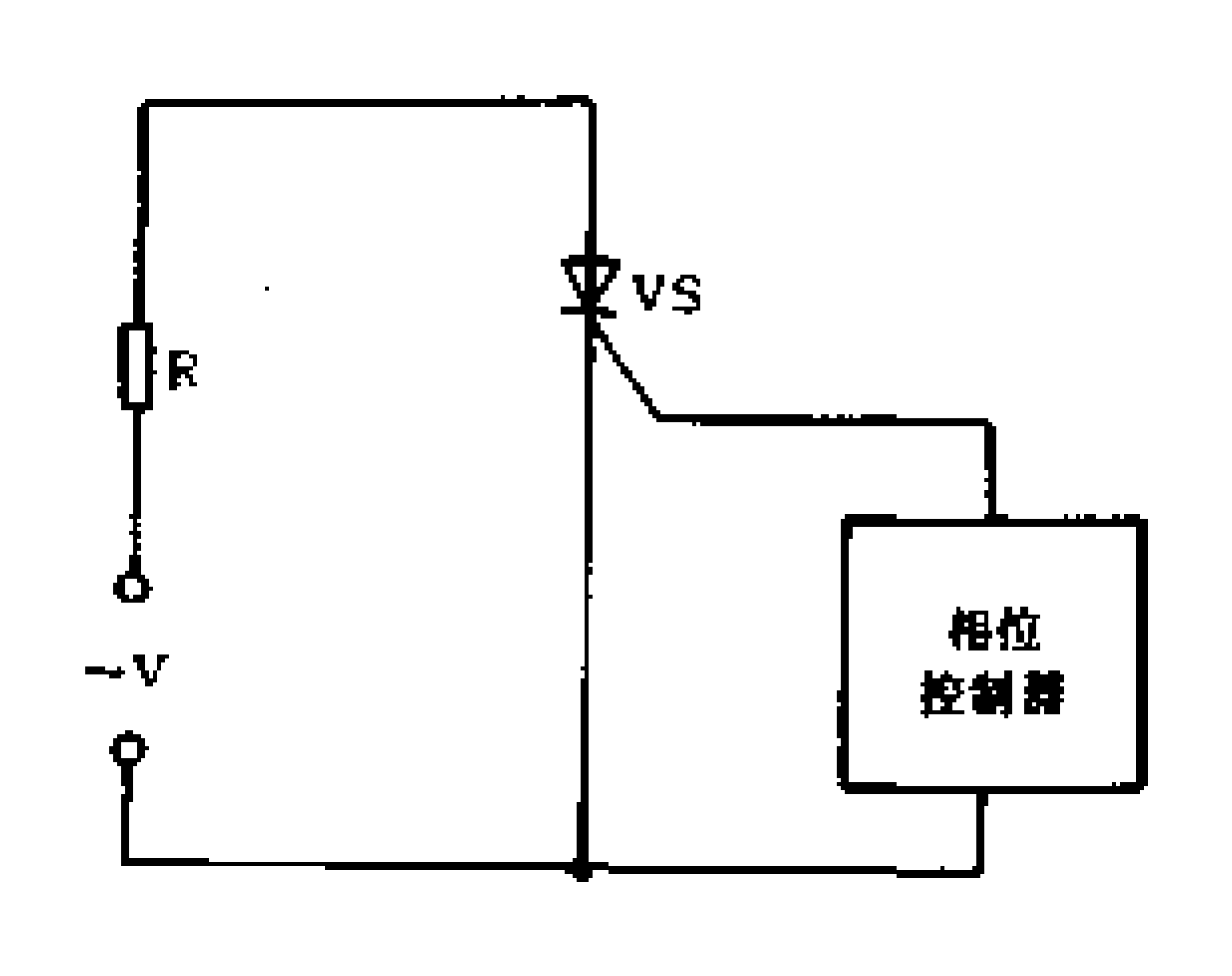


图 1-44 晶闸管整流电路

制供给负载 R 的电压和功率。

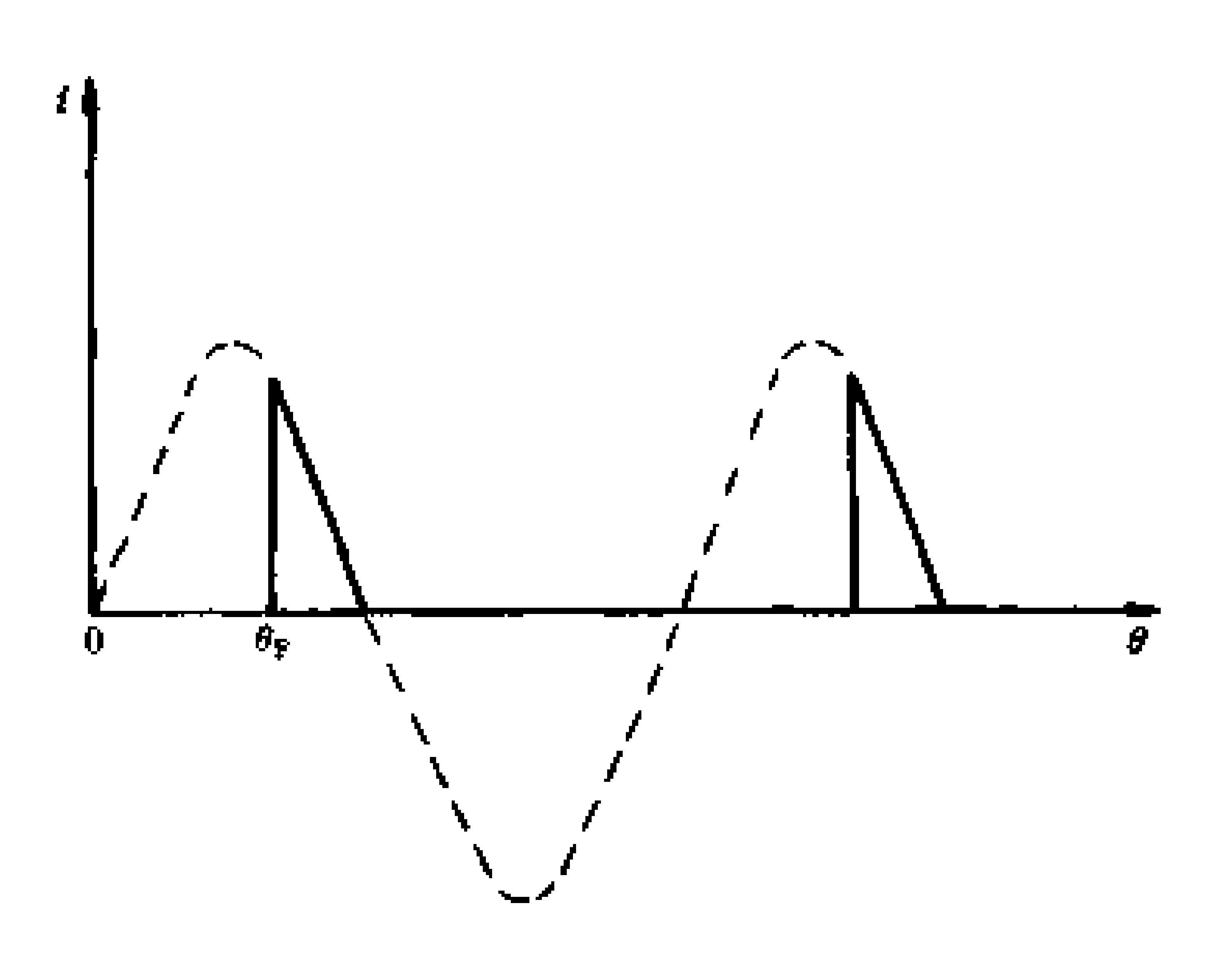


图 1－45　晶闸管的移相

2. 普通晶闸管的主要参数

晶闸管的主要参数有：

(1) 额定通态平均电流 I_T。在规定的使用条件下，阳极－阴极间可以连续通过的 50Hz 正弦半波电流的平均值。

(2) 正向阻断峰值电压 V_{DRM}。在门极开路，不加触发信号，允许重复加在晶闸管阳极和阴极之间的正向峰值电压（手册规定重复率为 50 次/s，持续时间不大于 10ms），称为正向阻断峰值电压 V_{DRM}。

(3) 反向阻断峰值电压 V_{DRM}。当晶闸管加反向电压，处于反向阻断状态时，可以重复加在晶闸管两端的反向峰值电压（手册规定重复率为 50 次/s，重复时间不大于 10ms）。

(4) 门极触发电流 I_{GT}。在室温下，阳极与阴极间加有 6V 正电压时，使元件完全开通所必须的最小门极直流电流。

(5) 维持电流 I_H。在室温和门极断路时，保持元件处于通态所必需的最小通态电流。

二、双向晶闸管

三端双向晶闸管等效于两个反向并联的晶闸管，其等效电路及符号如图 1－46 所示。晶闸管 VS_1的阳极和 VS_2的阴极相连，而 VS_1的阴极又和 VS_2的阳极相连。这些连接端分别叫电极 2(MT_2)和电极 1(MT_1)。两个门极连在一起形成一个公共门极 G。

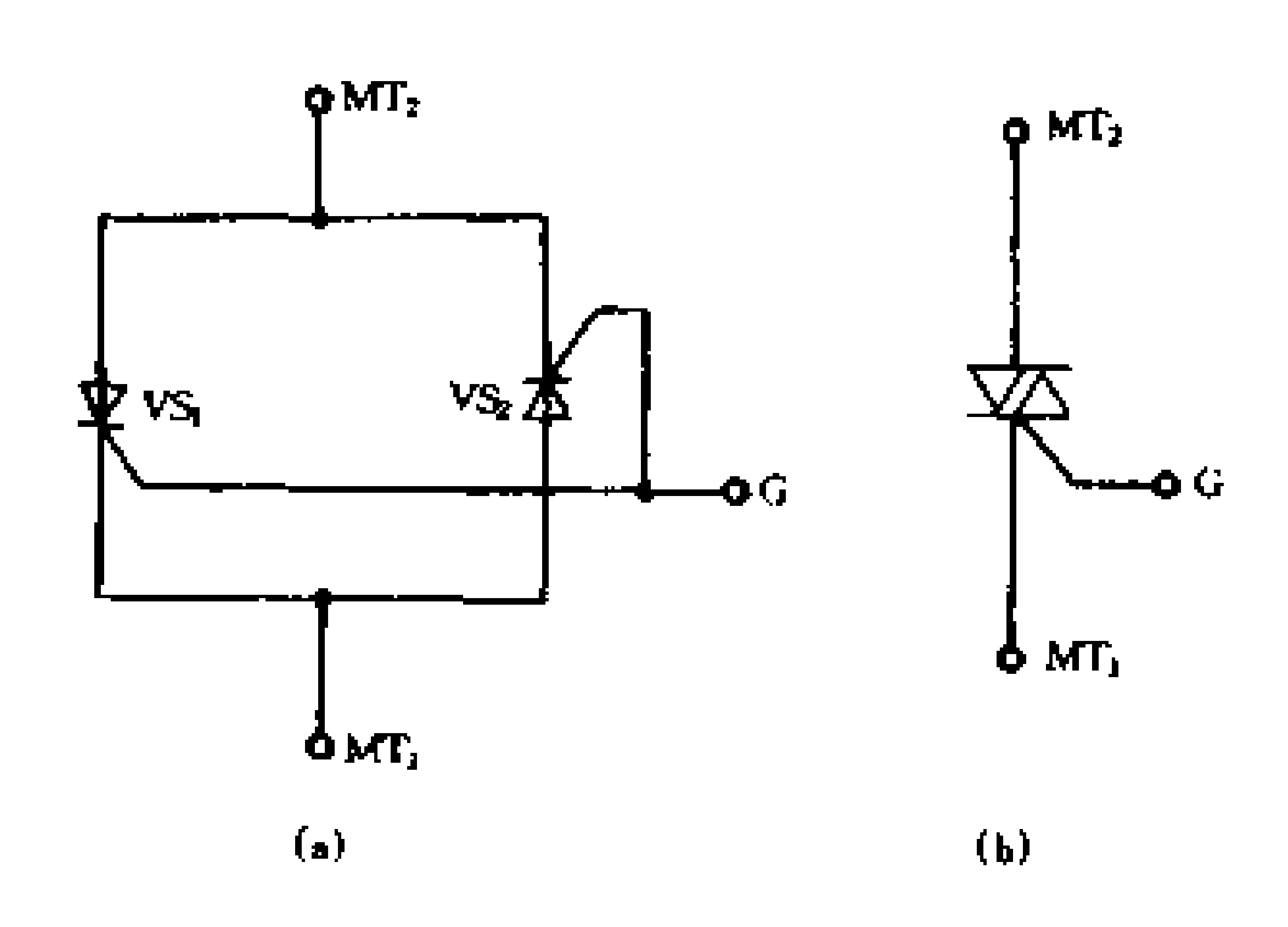


图 1－46　双向晶闸管等效电路与符号

在双向晶闸管的门极 G，加上正的或负的触发脉冲，均可使之正向或反向触发导通，所以双向晶闸管也叫双向开关。利用双向晶闸管可以进行交流调压。图 1－47 绘出了用双向晶闸管组成的室内灯光调节器原理电路。电灯和交流电源与 MT_1、MT_2串联，门极和 MT_1接到相位控制器。调整相位控制器使电路在正半周期间的控制角 $\theta_F = 120°$。因此，在 0°～120°期间双向晶闸管不导通。从 $\theta_F = 120°$开始，电流沿正弦曲线在 120°到 180°范围导通。在负半周时，仍以相同的控制角 $\theta_F = 120°$(从正弦波整个周期来说是 180°到 300°)在 300°开始导通。总之，用调整相位控制器的方法，对每个半周来说，都可使控制角在 0°到 180°之

间变化，从而实现交流调压。

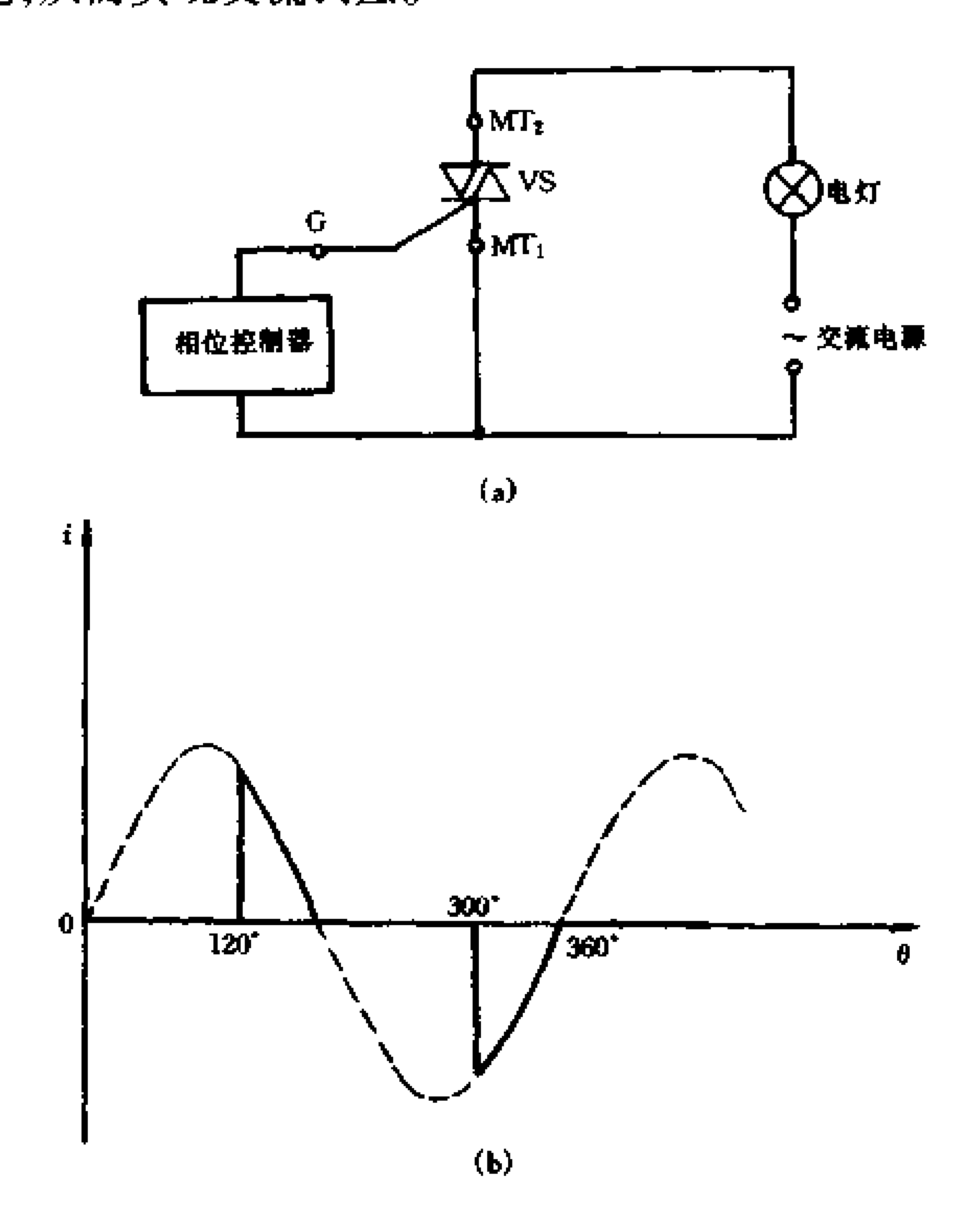


图1-47　双向晶闸管调压原理

第七节　半导体光电器件

近年来，半导体在发光和探测光方面出现了电子学的一个引人注目的分支——光电子学。光电子学主要研究受到适量的电信号的激励时能够发光的半导体器件，以及受到光照会改变其导电特性的半导体器件。这类器件总称为半导体光电器件。

常用的光电器件有光敏电阻、光电二极管和三极管、硅光电池、发光二极管及光电耦合器等。

一、光电导器件

本章第一节曾介绍过半导体材料的光敏特性，即当半导体材料受到一定波长的光线照射时，其电阻率明显减小(即电导率明显增大)，这个现象称为光电导。利用半导体的光电导特性制作的半导体器件，叫做光电导器件。

大家知道，半导体材料的电导率是由载流子浓度决定的。对本征半导体来说，载流子就是共价键上的某些束缚电子受到外界因素的激发，获得足够的能量时，挣脱共价键后，产生的自由电子和空穴。这种本征激发可以是热激发，也可以是光激发。光照正是向共价键电子提供能量，激发出电子空穴对，使载流子浓度增加，电阻率降低的一种方式。

光电导器件主要有光敏电阻、光电二极管和光电三极管等。

1．光敏电阻

光敏电阻的材料是半导体，这种电阻对一定范围波长的光照是敏感的，即在光的照射下电阻值变小，这就是光敏电阻，也叫光电导管。

用来制作光敏电阻的材料主要有硅、锗、硫化镉、锑化铟、硫化铅、硒化镉、硒化铅等。硫化镉光敏电阻对可见光敏感，对X射线、γ射线也很敏感；硫化铅和锑化铟光敏电阻对红外光敏感。利用不同材料制作的光敏电阻，可以用来制成各种不同波长范围的光探测器。

光敏电阻的结构如图1－48(a)所示，它是在陶瓷基片上淀积一层极薄的光敏半导体层，再引出两个金属电极，电阻体上罩有一个玻璃窗口或透镜，以接受入射光。图1－48(b)所示是光

敏电阻的电路符号。国产光敏电阻的型号有 625 - A、625 - B 等。

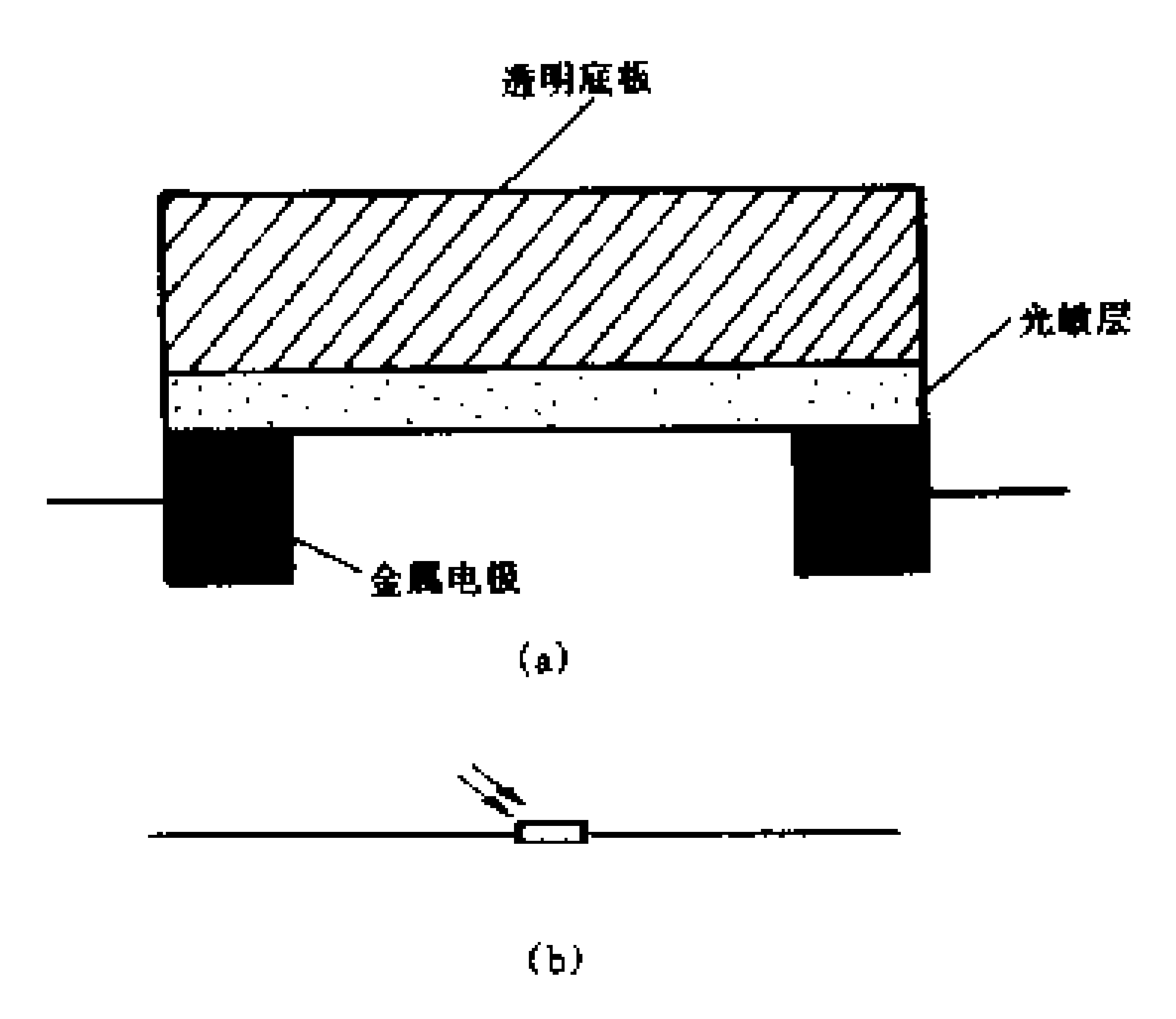


图 1 - 48 光敏电阻的结构与符号

2. 光电二极管

光电二极管也是由一个 PN 结构成的硅二极管，也具有单方向导电特性。和普通二极管不同的是，它是在反向电压下工作的。大家知道，硅二极管在反向电压作用下，只能流过微弱的反向电流，构成反向电流的是本征激发产生的少数载流子——电子空穴对。光电二极管的管芯没有光照时，反向电流只有 0.1μA左右，称为暗电流；受到光线照射时，由于光激发，产生大量的电子空穴对(称为光生载流子)，它们在反向电压作用下，形成较大的反向电流，称之为光电流。光的强度越大，光电流也越大。如果在外电路接上负载，光电流在负载上产生电压降，则光信号就转化成了电信号。

光电二极管在结构上有它自己的特点。首先，从外形上看，光电二极管管壳上有一个能射入光线的窗口，光通过窗口正好

照射在管芯上；其次，为了提高光电转换效率，PN 结的面积做得较大，而管芯上电极的面积做得很小，图 1－49 示出了硅光电二极管的结构及符号。

光电二极管的主要产品为 2CU 系列和 2DU 系列，如 2CU1-01、2CU201、2CU301、2DU1～3A、2DU1～3B、2DU101、2DU201，等等。

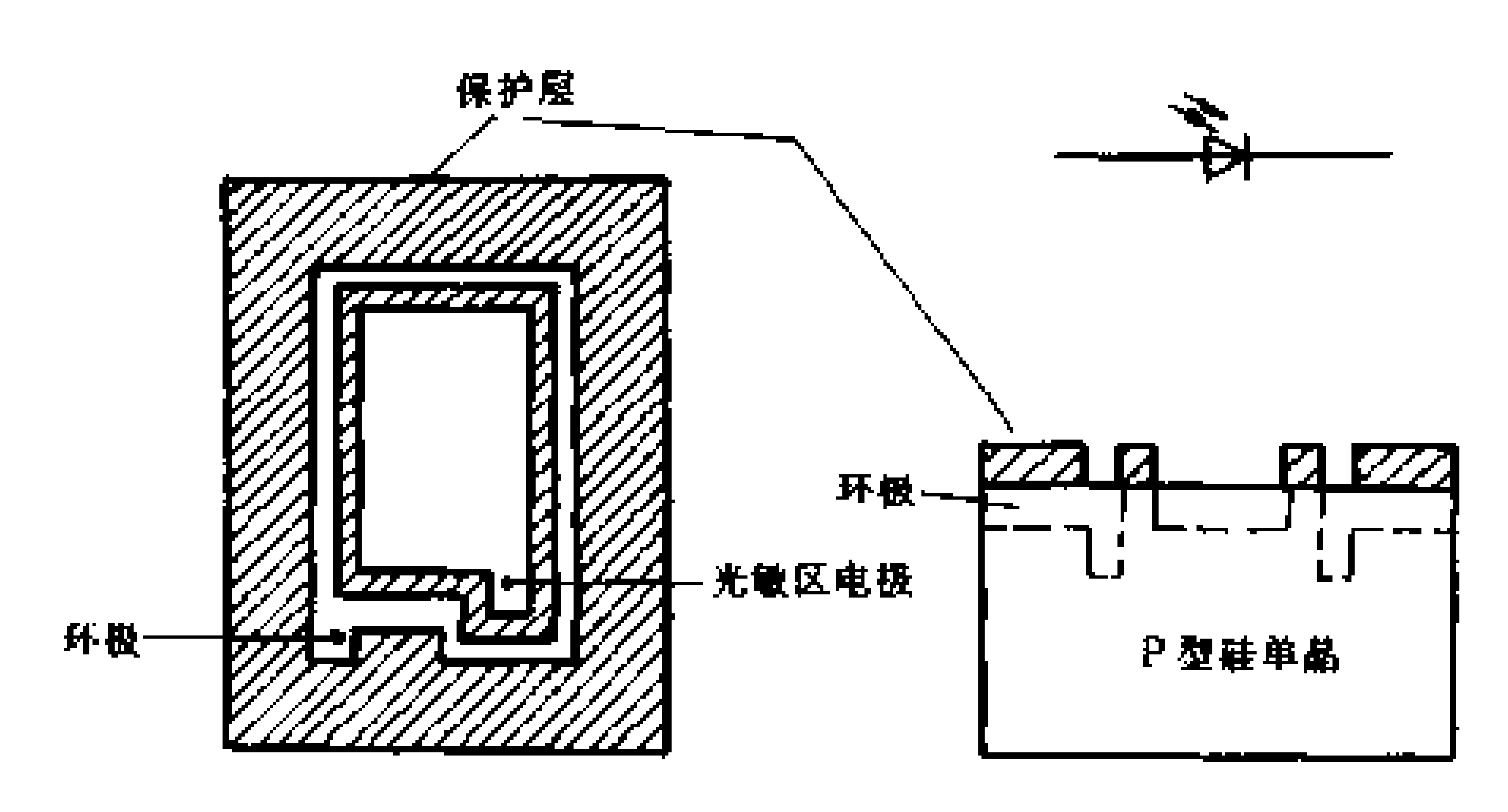


图 1－49　光电二极管的结构及符号

3. 光电三极管

可以把光电三极管看成是没有基极引线的 NPN 或 PNP 三极管。它的基区面积做得较大，发射区面积做得较小，入射光主要被基区接收，并在基区中激发出光生电子空穴对。这些光生载流子形成了基极电流。根据三极管的电流分配关系，集电极电流是基极电流的 β 倍。因此，光照能有效地控制集电极电流，使光电三极管比光电二极管有高得多的灵敏度。

NPN 型光电三极管的电路符号及典型的输出特性曲线示于图 1－50 中。值得注意的是，输出特性曲线的形状与普通三极管相同，但要用 mW/cm^2（毫瓦/厘米^2）表示的照度曲线来代替基极电流曲线。

国产光电三极管的型号为 3DU 系列。

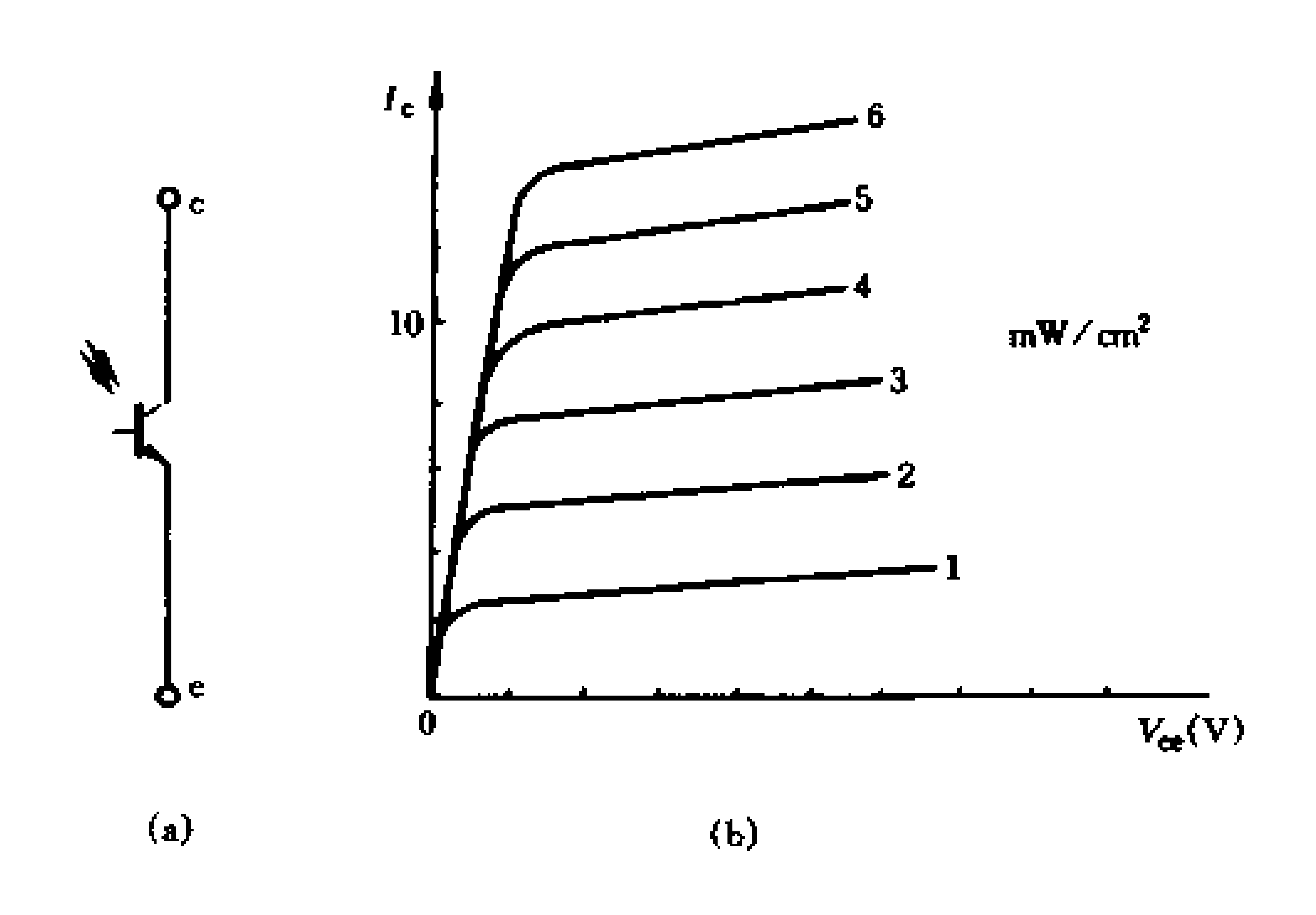


图 1－50　光电三极管的符号与特性

二、硅光电池

硅光电池又叫太阳能电池，是一种将光能直接转换成电能的半导体器件。

普通单晶硅光电池的结构也是一个大面积的 PN 结。PN 结受到光照时能够产生电动势，这种效应叫光伏打效应。图1－51所示是硅光电池的结构示意图。光线照射在薄薄的 P 型半导体受光面上，在入射光的作用下，P 区表面就会产生光生电子空穴对，这些光生载流子向 PN 结方向扩散，一部分在扩散的过程中因复合而消失，大部分扩散到 PN 结的边缘。由于 PN 结内电场的作用，其中的光生空穴被内电场驱回 P 区，而光生电子则受电场的作用顺利越过 PN 结到达 N 区。于是，在 PN 结两边就积累起光生电子和光生空穴来。随着这一积累过程的进行，会在 PN 结两侧建立起稳定的电位差，称为光生电动势。在硅光电池两端接上负载，就会有电流在回路中流通，起着干电池一样的作

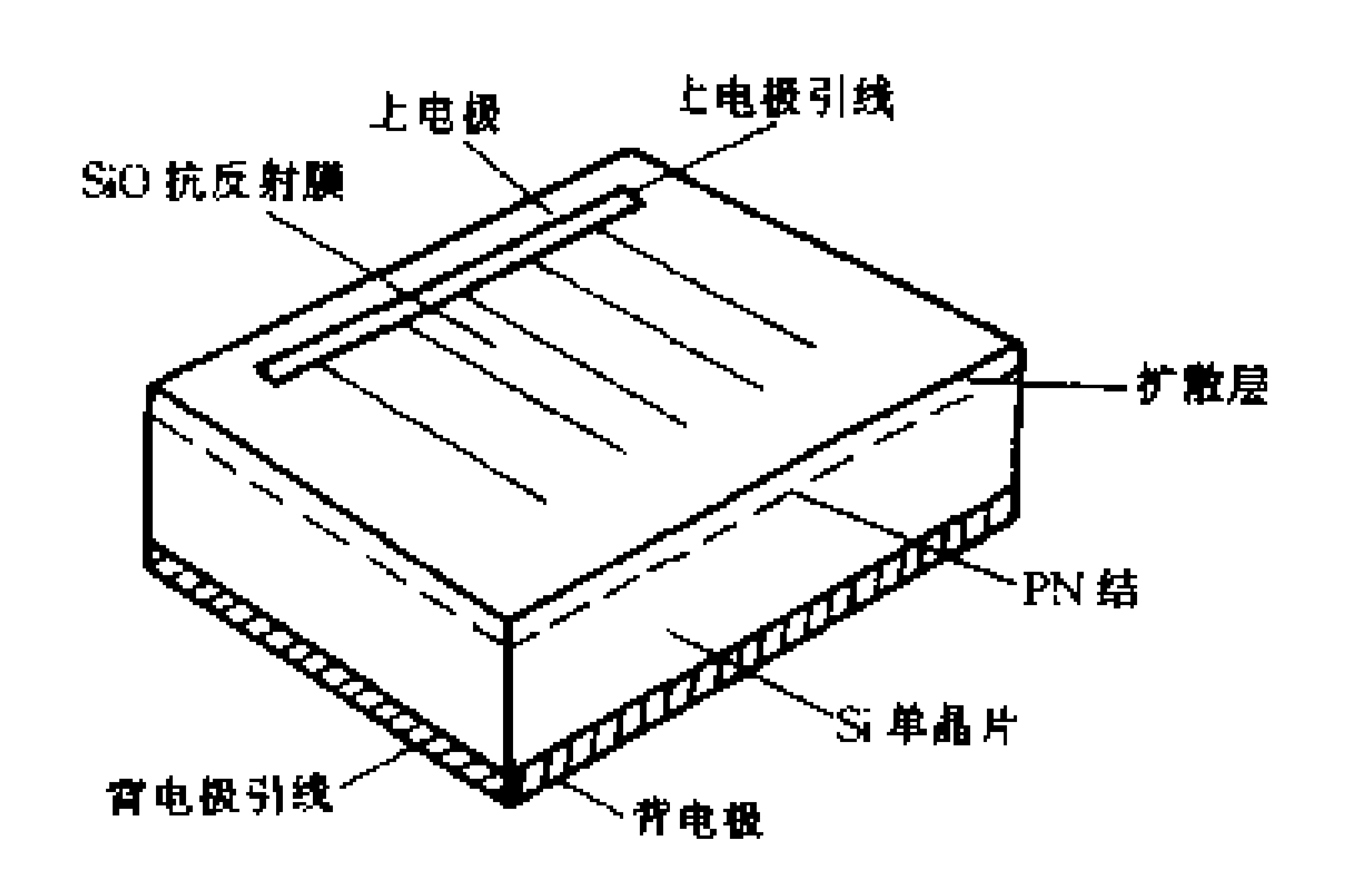


图 1－51　硅光电池的结构

用。图 1－52 示出了光电池的电路符号。

图 1－52　硅光电池的符号

国产硅光电池的开路电压在 450mV～600mV 范围，可以将单片硅光电池串联起来，获得需要的电压。硅光电池的短路电流在 4mA～15mA 范围，需要较大电流时，可以把单片硅光电池并联起来。国产硅光电池的型号为 2CR21～34。

三、半导体发光器件

半导体发光器件是一种将电能转换成光能的器件，常用的有发光二极管、发光数字管等。

1. 发光二极管(LED)

发光二极管与普通二极管一样，管芯也是一个 PN 结，也具有单方向导电的特性，其伏安特性曲线如图 1－53 所示。发光二极管在电路中外加正向电压，N 区的电子和 P 区的空穴都穿过 PN 结。进入 P 区的电子与空穴复合，同样地，进入 N 区的空穴也与电子复合。由于发光二极管采用了特殊的半导体材料，载流子在复合的过程中释放出的能量，大部分以发光(辐射能)的形式出现。

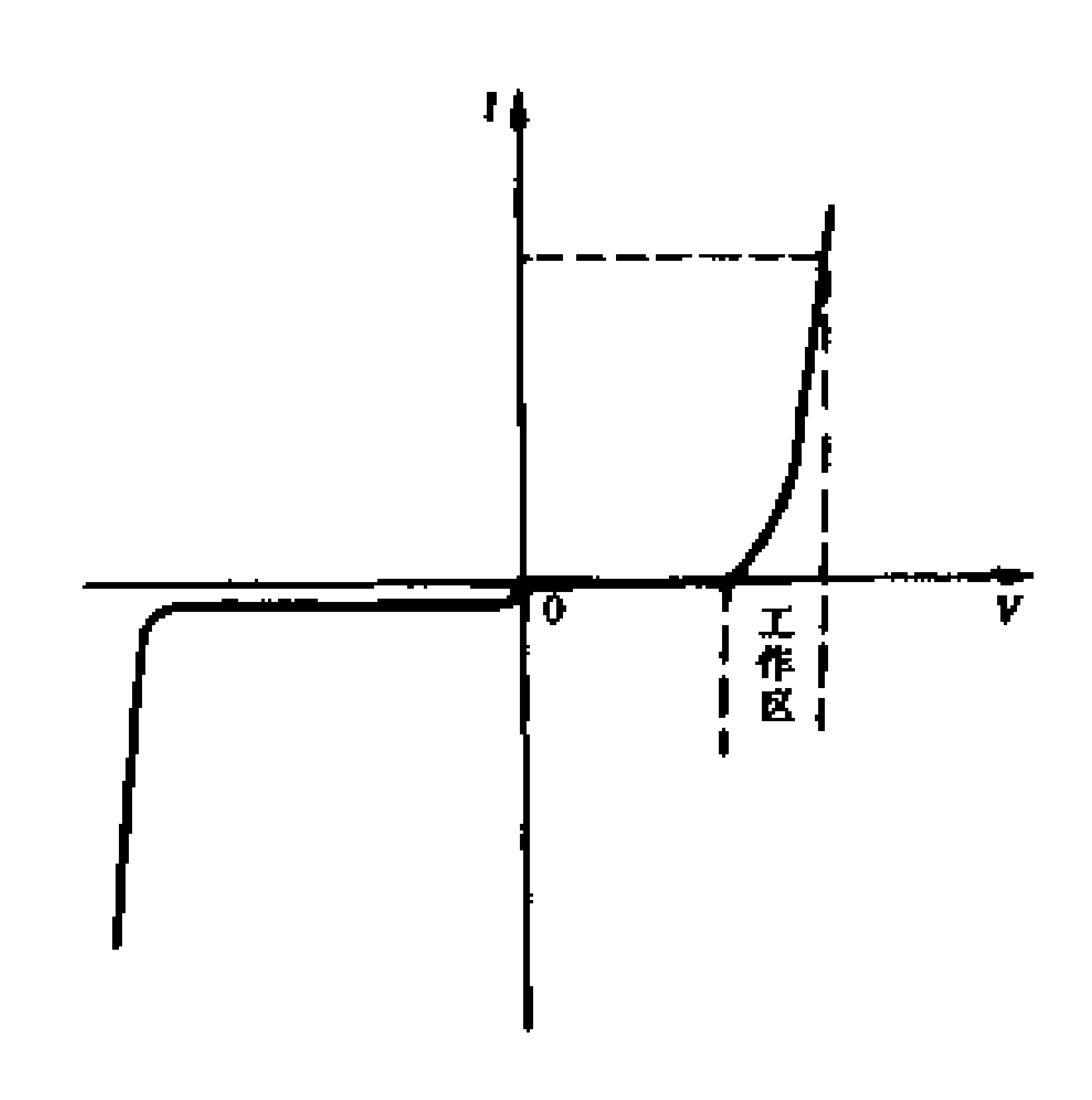


图 1－53 发光二极管的伏安特性

发光二极管的发光颜色(即发光波长)主要决定于制作该管子所用的材料,并与制造 PN 结所掺入的杂质有关。目前,有发红外光的砷化镓发光二极管;发红光的磷砷化镓发光二极管;发绿光的磷化镓发光二极管;发黄光的碳化镓发光二极管。发蓝色光的发光二极管也已研制出来。图 1－54 绘出了几种发光二极管的外形及符号。

发光二极管是一种固体光源,它的特点是工作电压低(1.5V～3V)、工作电流小(10mA～30mA),耗电省,寿命长,可作

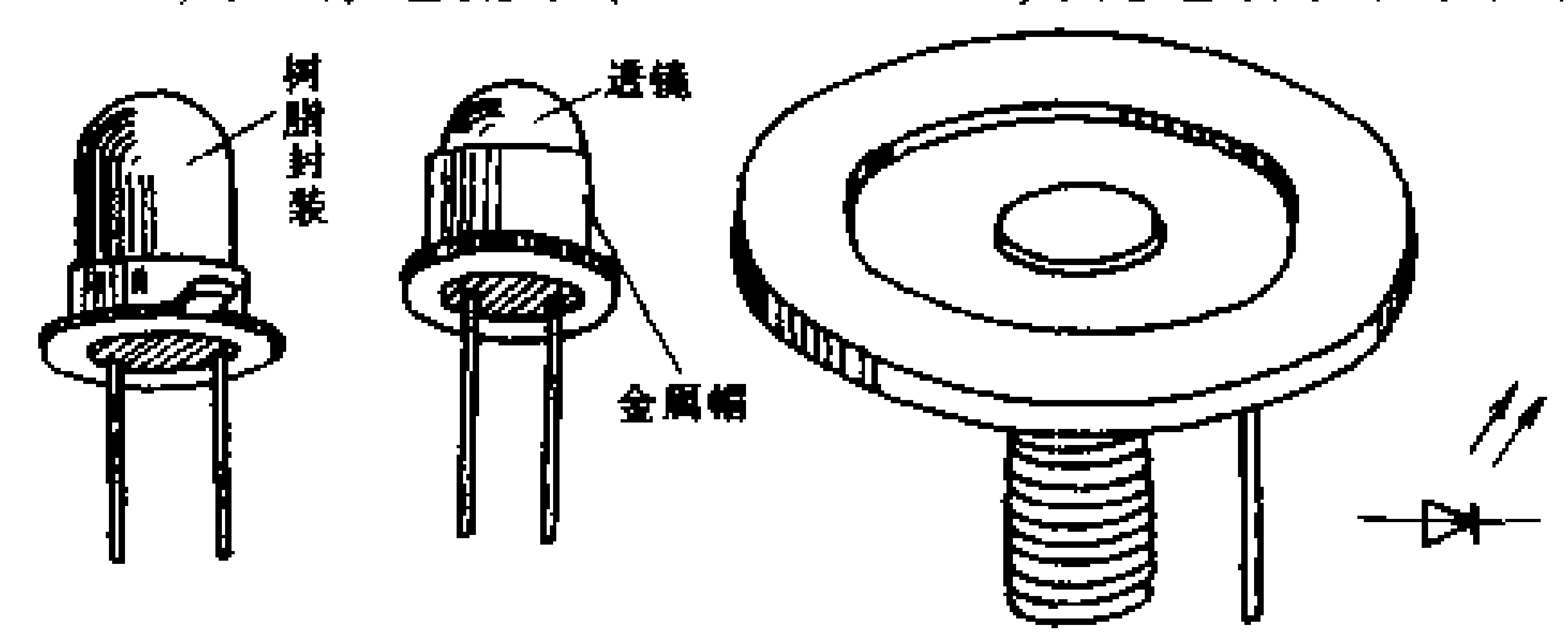


图 1－54 发光二极管的外形和符号

灯光信号显示、快速光源，也可同时起整流和发光两种作用。

图1-54是几种发光二极管的外形及符号。

2. 发光数字管

把磷砷化镓发光二极管或磷化镓发光二极管的管芯做成条状，用七条发光二极管组成七段式数字显示器件，用数字电路控制，就可以显示从0到9十个数字。这种半导体固体数字显示管的优点是体积小、耗电省、寿命长、响应速度快，可直接与MOS集成电路、双极型门电路直接配用，在组合音响、数字调谐收音机、电子钟上获得广泛的应用。半导体发光数字管的外形示于图1-55中。

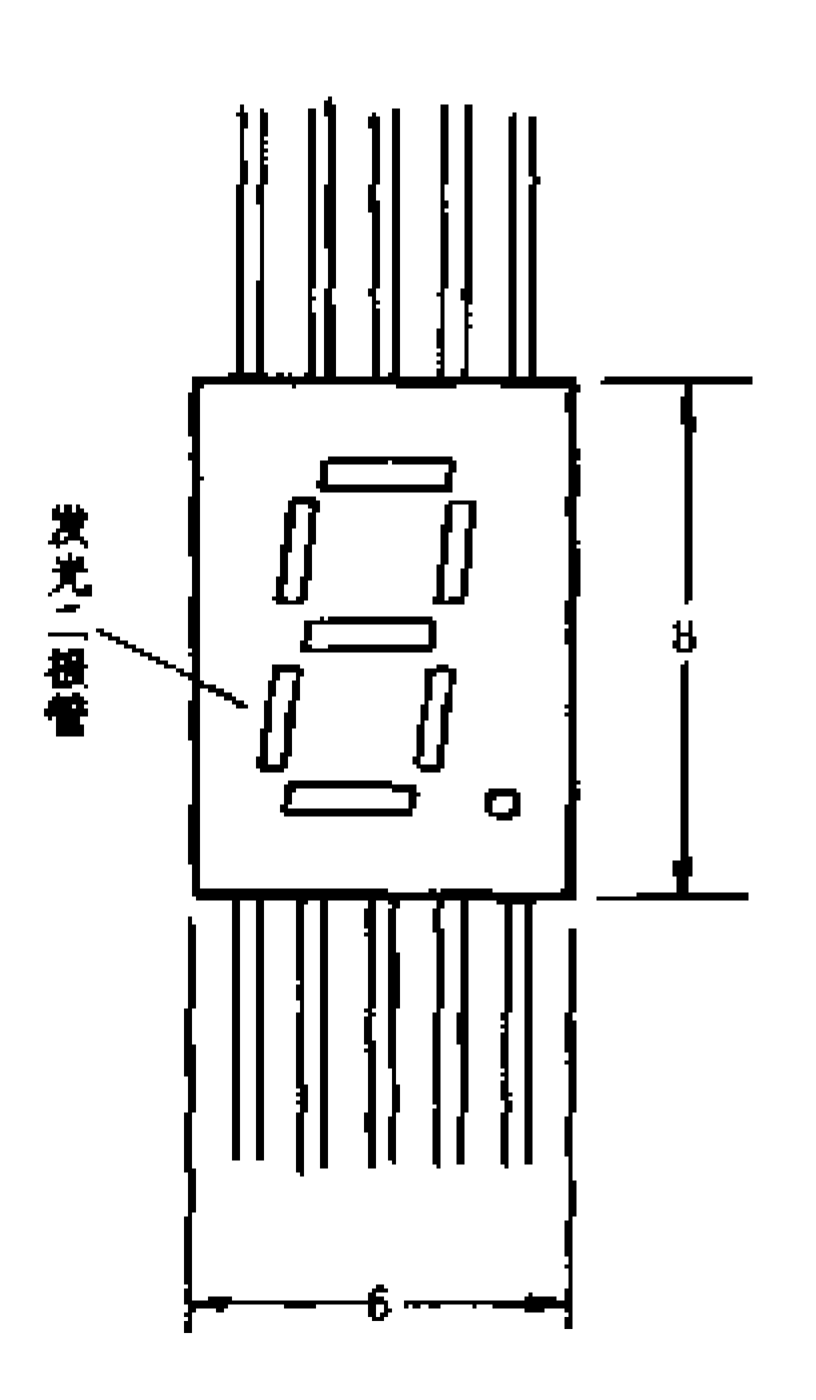


图1-55 发光数字管

3. 光电耦合器

把半导体发光器件和光敏器件组合封装在一起，组成具有电—光—电转换功能的器件，称为光电耦合器。

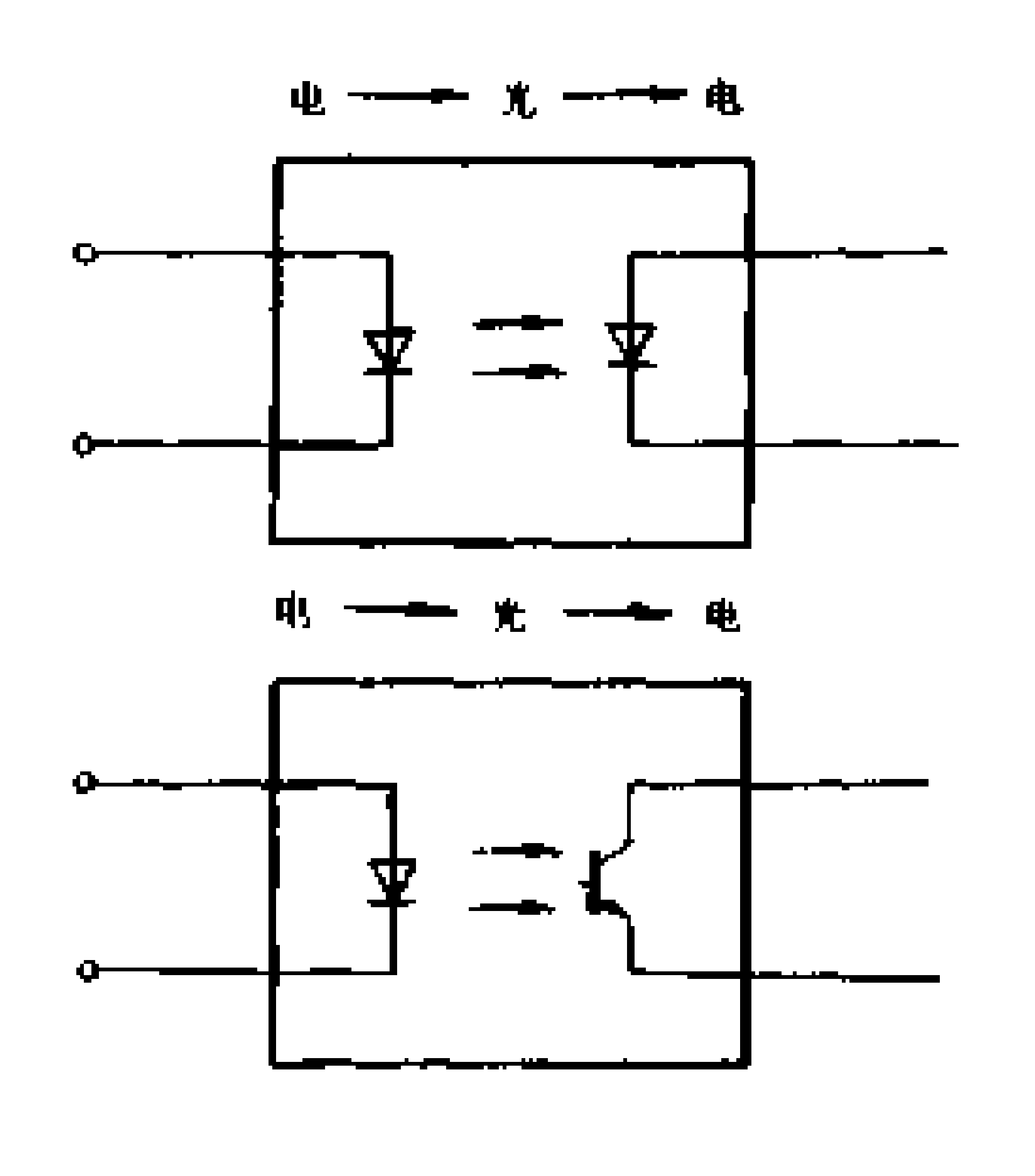


图1-56 光电耦合器电路

当给光电耦合器输入一个电信号时，输入端的发光器件把电信号转换成光信号，被输出端的光接收器件（光电二极管、光电三极管或硅光电池）接收下来，由它再将光信号还原成电信号输出。

光电耦合器的特点是输入和输出端之间是用光来进行耦

合，所以输出端对输入端无反馈，具有优良的隔离性能和抗干扰性能。它又可用作光电开关器件，无触点磨损，可靠性高。

光电耦合器的原理电路示于图1－56中。

国产光电耦合器的型号为GD210、GD310、GK210等。

第八节　电真空器件

在无线电技术的发展史上，电子管曾建立过丰功伟绩。自从1905年发明了真空二极管，1907年研制出真空三极管后，电子放大器和振荡器便应运而生，使我们今天所熟悉的无线电和电视广播成为现实。其他诸如雷达、自动导航、立体声放大器和计算机等的应用，也无不归功于电子管的发明。可以说，电子管的发明和应用引起了第一次电子学革命。

电子管在长期的使用中也暴露出它的一些弱点。如体积较大、寿命短、可靠性不高和耗电量较多等。所以半导体器件问世后，在许多领域中取代了电子管。虽然半导体器件引起了电子学领域的第二次革命，但电子管仍不能全部退出“电子舞台”。例如，高频大功率的发射管、电子示波管和显像管仍在广泛地应用着；在高保真扩音机和音响设备中，电子管重新受到无线电爱好者的偏爱。了解有关电子管的基础知识，对学习示波管和显像管的结构和原理也是很有必要的。

一、真空二极管

真空二极管是最简单的电子管，它具有单方向导电性，应用在整流、检波等多种电路中，它也是研究其他电子管的基础。

1．真空二极管的结构

真空二极管的外形、结构及电路符号示于图1－57中。它

由灯丝、阴极、阳极、管壳、吸气剂、支撑物和管脚等几大部分组成。

阴极位于电子管的中心，它是由镍和镍合金制作的基筒，外表涂覆一层氧化物而构成的。当把阴极加热到一定温度时，氧化物层就会源源不断地向空间发射电子，成为电子管中电子流的源泉。灯丝是由钨或钨铝合金丝制成的，处在阴极筒内，并与阴极绝缘。灯丝通过电流就会发出热量，作为加热阴极的热源，这种形式的阴极称为傍热式阴极。

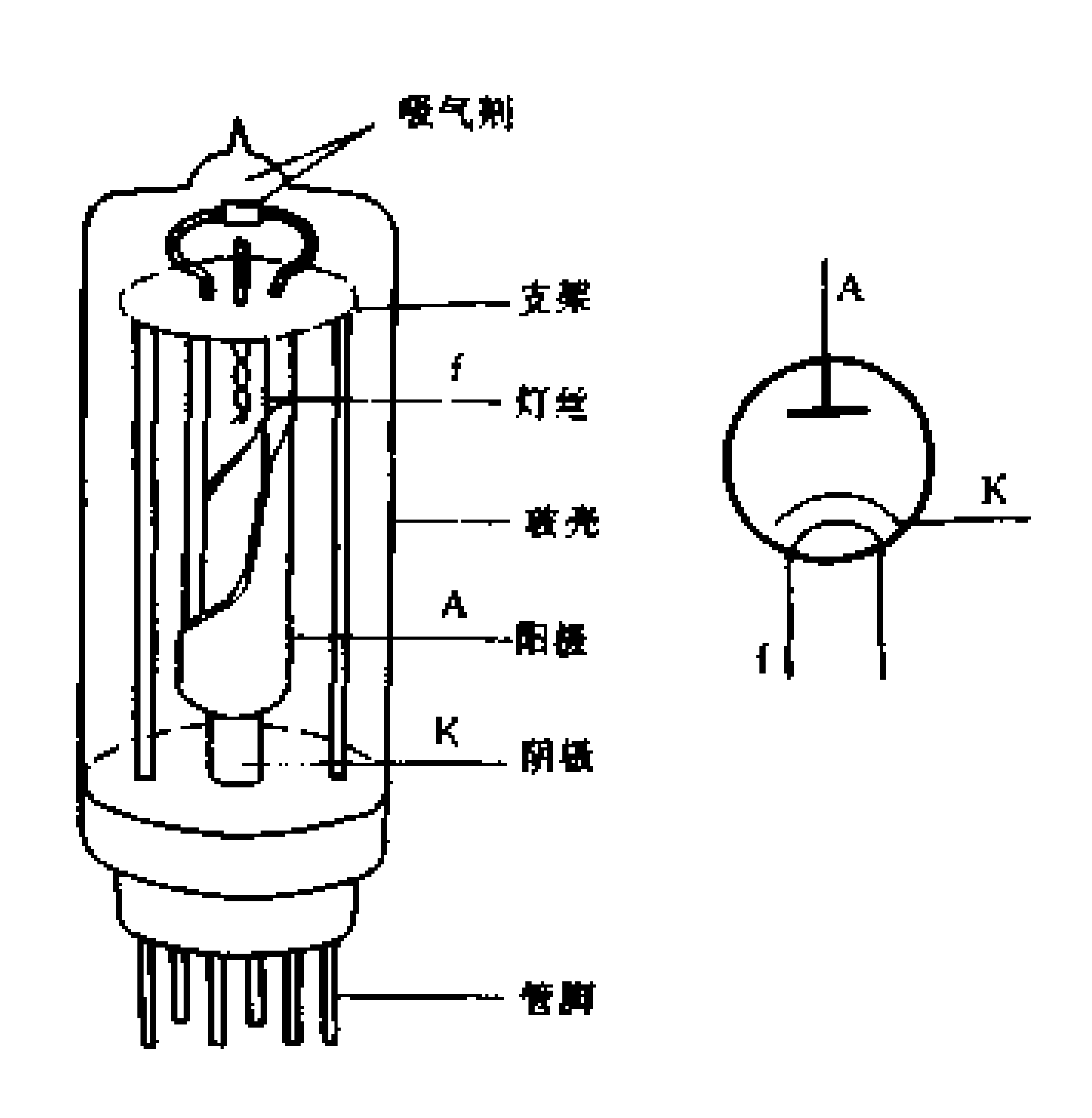


图1－57 真空二极管外形、结构及符号

围绕在阴极周围的筒状电极就是阳极，它由镍或钽片构成。当阳极对阴极加有正电压时，阴极发射的电子就会受到阳极的吸引，高速飞向阳极，形成电子流。

电子管通常需要保持高度真空，除了用玻璃或金属外壳密封外，管内还放有由铝、镁、钡或钡合金等化学性能活泼的金属构成的吸气剂。

2. 真空二极管的工作原理

真空二极管与其他各种电子管一样，都是利用阴极的热电子发射以产生空间电子。所谓热电子发射，就是金属体加热到足够高的温度时，金属内部一部分自由电子所获得的动能，足以使它们从金属表面逸出向空间发射。电子从金属表面向外发射

的过程与蒸汽自液体表面蒸发十分相似。电子管阴极涂覆着一层氧化物,可以在较低的温度下产生显著的电子发射。

在阳极和阴极之间加上直流电压 V_a(称为阳极电压),使阳极的电位高于阴极的电位,则在阳极电场的作用下,从阴极发射出来的电子就会连续不断地奔向阳极,在外电路中形成阳极电流 I_a。这种状态称为真空二极管的正向导通状态。根据电流方向与电子流方向相反的规定,I_a 在电子管内是从阳极流向阴极的。图 1-58 是二极管的原理电路。

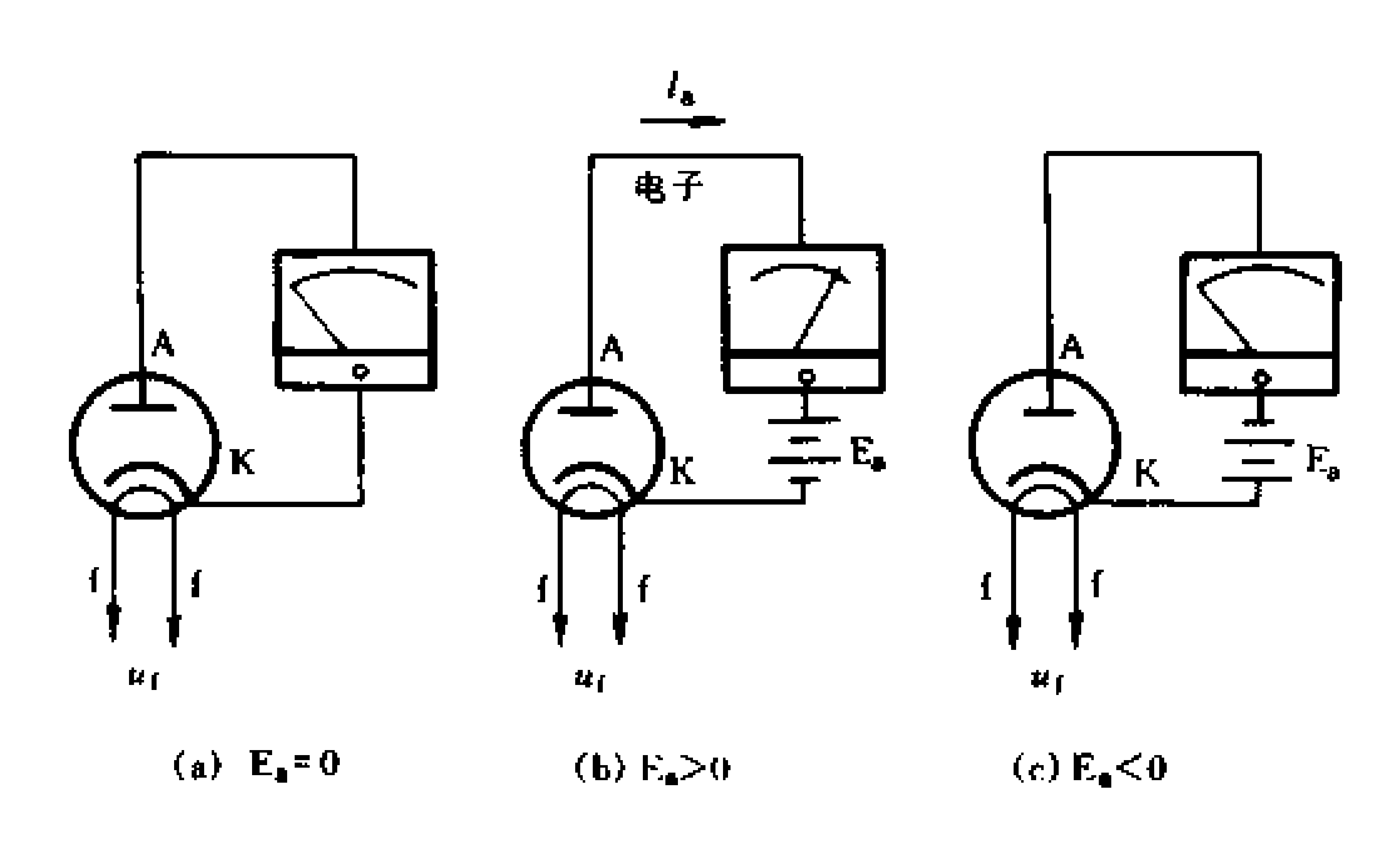


图 1-58 二极管原理电路

当阳极电位比阴极电位高时,电流可以通过,如果将阳极电源 E_a 的极性调换一下,则阳极负电场将排斥电子,发射出来的电子又重新返回阴极,电路中无电流通过。这种状态称为真空二极管的反向截止状态。显然,真空二极管与晶体二极管一样,具有单方向导电特性。

3. 真空二极管的伏安特性

真空二极管的伏安特性曲线如图 1-59 所示。下面由曲线

的形状解释它的物理意义。

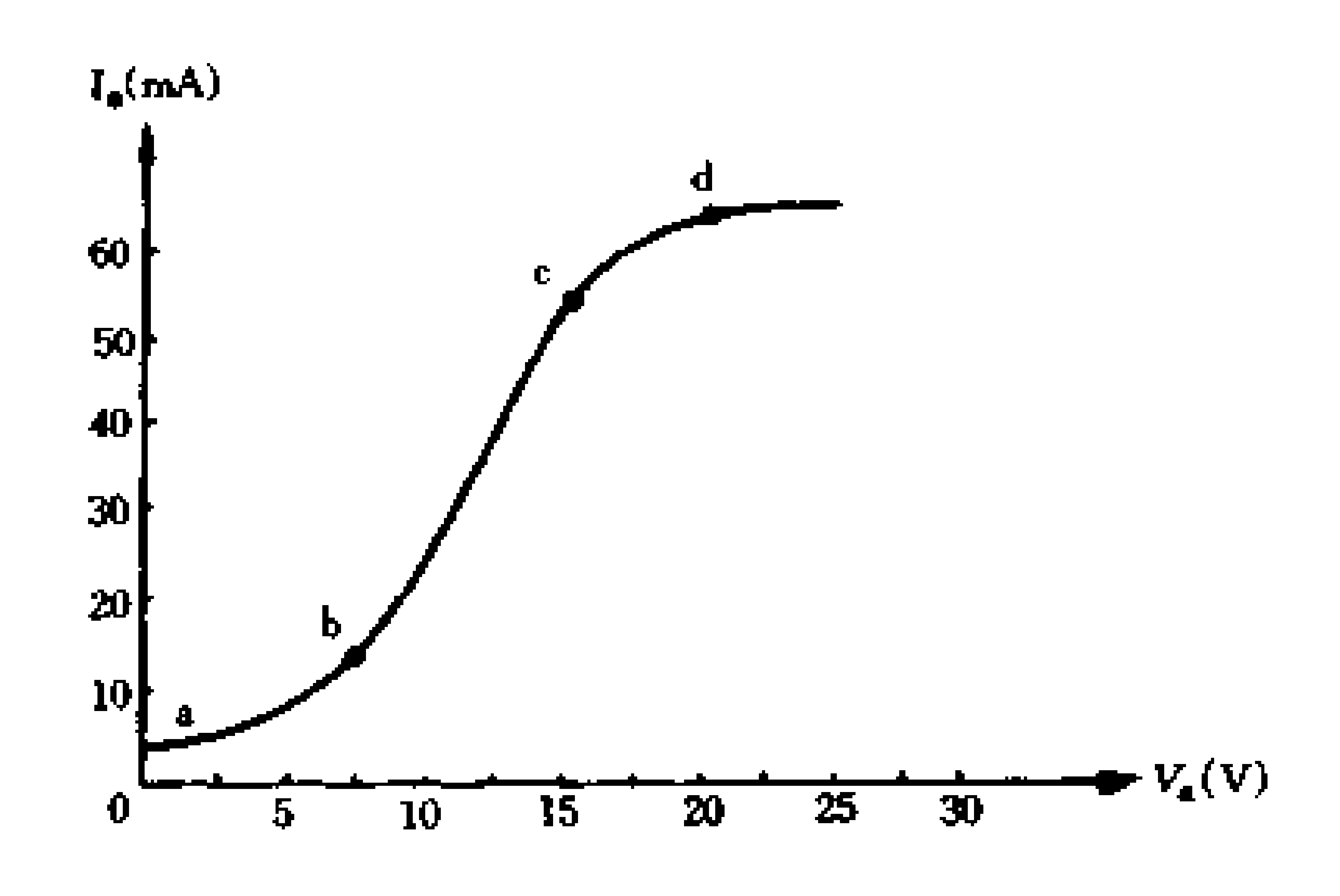


图 1-59　二极管的伏安特性曲线

(1) 当阳极电压 V_a 为零时，从阴极发射出来的电子将聚集在阴极周围空间，形成空间电荷区，俗称为电子云层，它产生的负电场对阴极连续发射的电子具有排斥作用，只有极少数初速度较大的电子能够到达阳极，此时阳极电流 I_a 近似为零。

(2) 当阳极加上不大的正向电压时，电子受到阳极正电场的作用，有一部分会克服空间负电荷排斥而到达阳极。但是，由于阳极电场还比较弱，能够到达阳极的电子还不多，大部分电子仍留在阴极表面附近，所以阳极电流 I_a 随阳极电压 V_a 的上升较缓慢，如图 1-59 的 ab 段。

(3) 随着 V_a 的继续增加，阳极电场不断增强，能够到达阳极的电子数量显著增多，空间电荷区的电子随阳极电压的增加更多地抵达阳极，I_a 随 V_a 上升很快，如图 1-59 的 bc 段。

(4) 当阳极电压足够大时，电子云层消散，从阴极所能发出来的电子，全部飞向阳极，再增大阳极电压 V_a，阳极电流 I_a 也几乎不再增大，如图 1-59 中曲线的 cd 段，这一段叫饱和区，在

饱和区阳极电压失去对阳极电流的控制能力。

二、真空三极管

电子管由二极管发展到三极管是无线电技术发展中的一个飞跃。在真空二极管的阴极和阳极之间增加第三个电极——控制栅极，成为真空三极管，就具有了放大电信号的重要功能。下面简单介绍真空三极管的结构、工作原理和工作特性。

1. 真空三极管的结构和工作原理

图 1－60 是真空三极管的内部结构及电路符号。在三极管

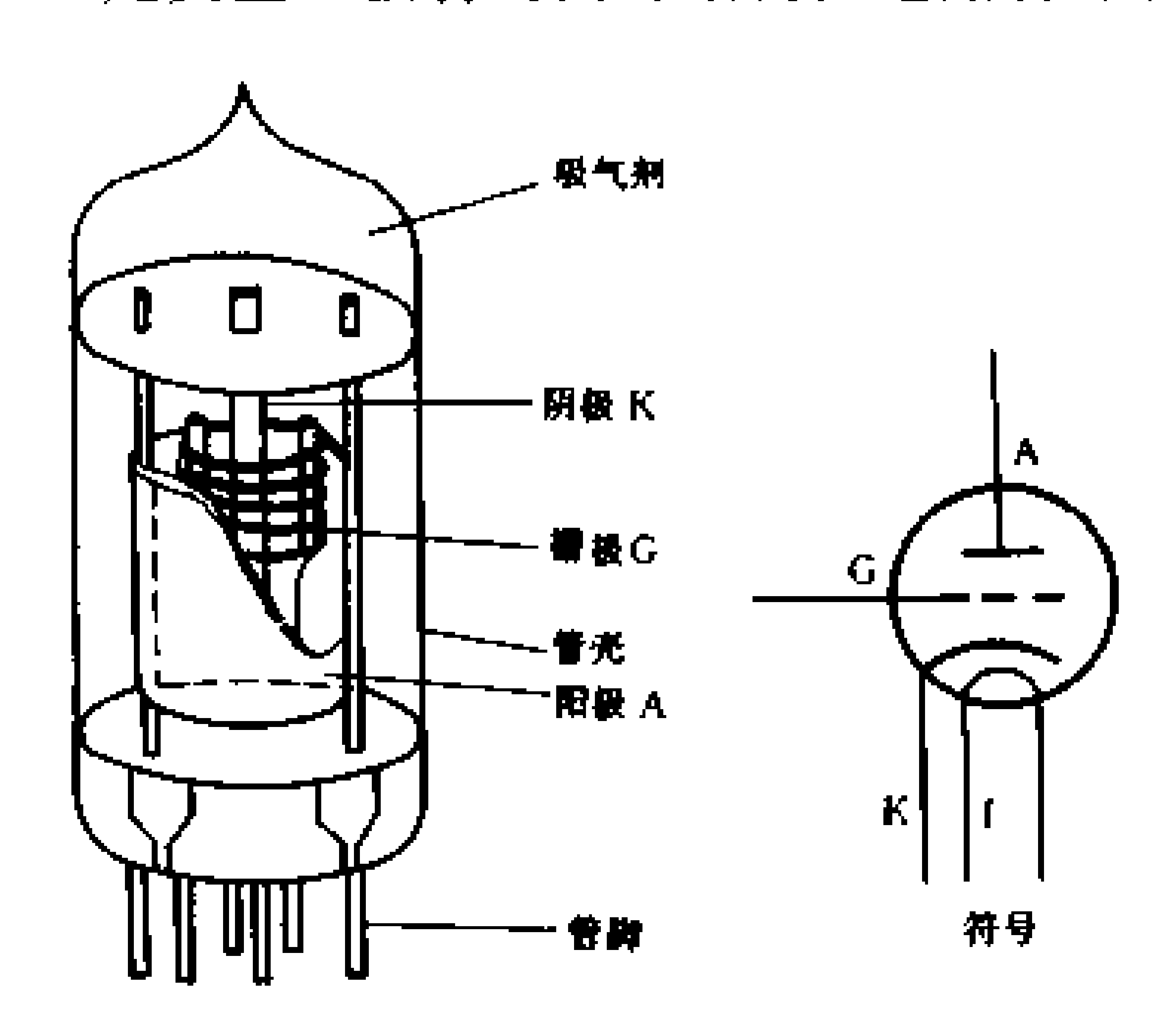


图 1－60 真空三极管的结构及电路符号

中，阴极 K 和阳极 A 之间靠近阴极的地方，加入一个栅网状的电极——控制栅极 G，它是用镍丝或镍锰合金丝绕成螺旋形或编成网状，栅丝之间有足够的空隙，以便使阴极发射出来的电子能从栅极的间隙中通过而抵达阳极。由于栅极与阴极的距离比阳极与阴极的距离近得多，所以栅极加电压后对阴极发射出来的电子的影响比阳极对这些电子的影响大得多，这一特点决定

着真空三极管的放大作用。

为了说明栅极电压 V_g 对阳极电流 I_a 的控制作用，可以绘出真空三极管的基本电路，如图 1-61 所示。一般情况下，栅极

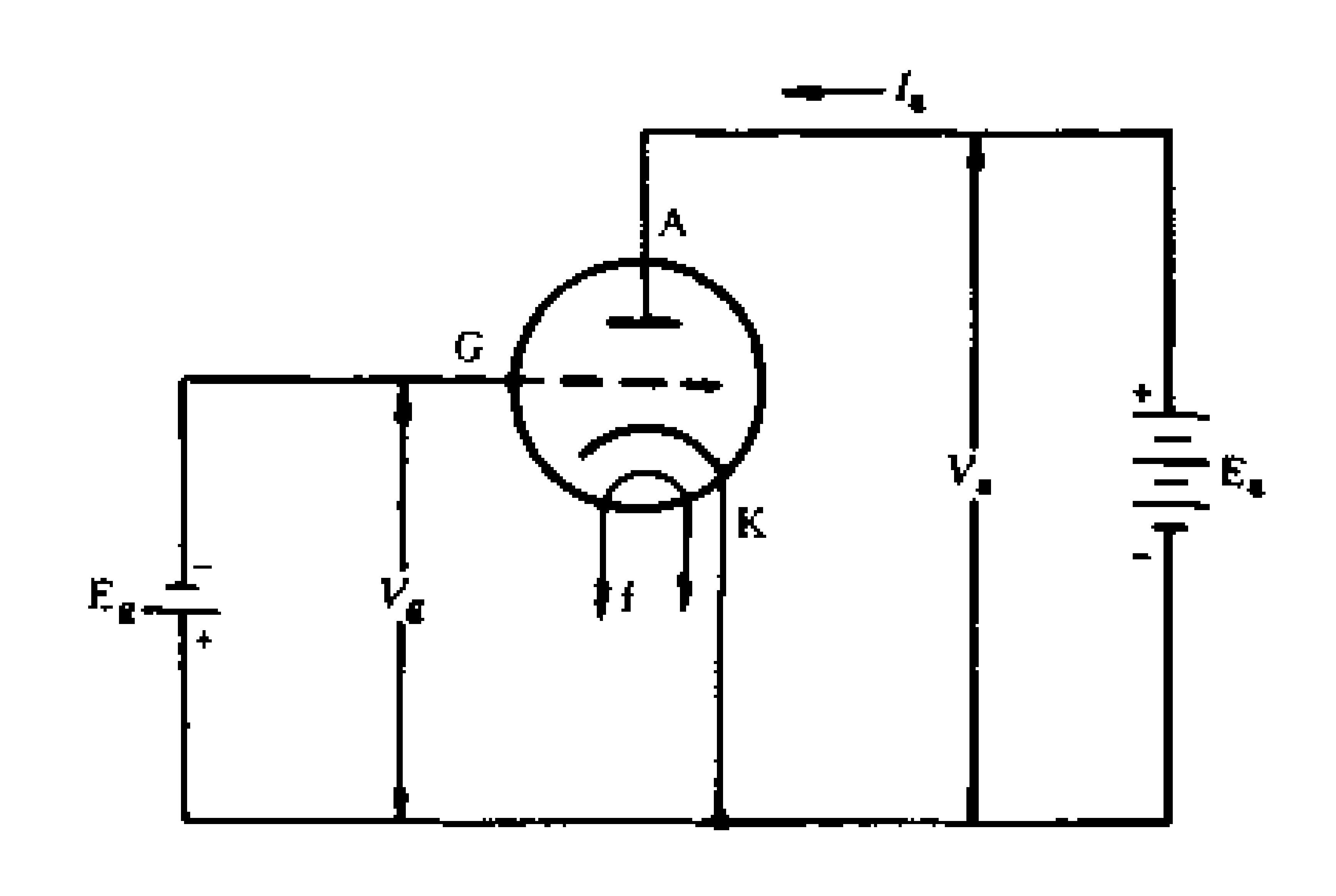


图 1-61　三极管的基本电路

都是加上对阴极为负的电压，称为栅负压。这时，在管内阳极、阴极间存在两个电场：一个是阳极电压产生的正电场，对空间电荷区的电子起吸引作用；另一个是栅极电压产生的负电场，对空间电荷区的电子起排斥作用。可见，阳极电流 I_a 的大小，不仅与阳极电压 V_a 有关，还与栅极电压 V_g 有关。当阳极电压 V_a 不变时，栅极电压 V_g 越负，栅极对电子的排斥作用越强，阳极电流 I_a 越小；减小栅极负电压，栅极对电子的排斥作用就减小，阳极电流 I_a 就增大。因此，通过改变栅负压，就可以改变阳极电流，这就意味着栅极电压具有控制阳极电流的作用。重要的是，由于栅极比阳极更靠近阴极，故栅极电压对阳极电流的控制能力远比阳极电压为大，一般约为 4～100 倍。栅极电压很小的变化，就能引起阳极电流发生较大的变化，这与场效应管的控制作用相似，电子管也是电压控制器件。

2. 真空三极管的特性曲线

前面谈到，真空三极管的阳极电流 I_a 是阳极电压 V_a 与栅极电压 V_g 的函数。因此，三极管的特性曲线有两种，即阳极特性曲线和栅极特性曲线。图 1－62 是测定特性曲线的电路。

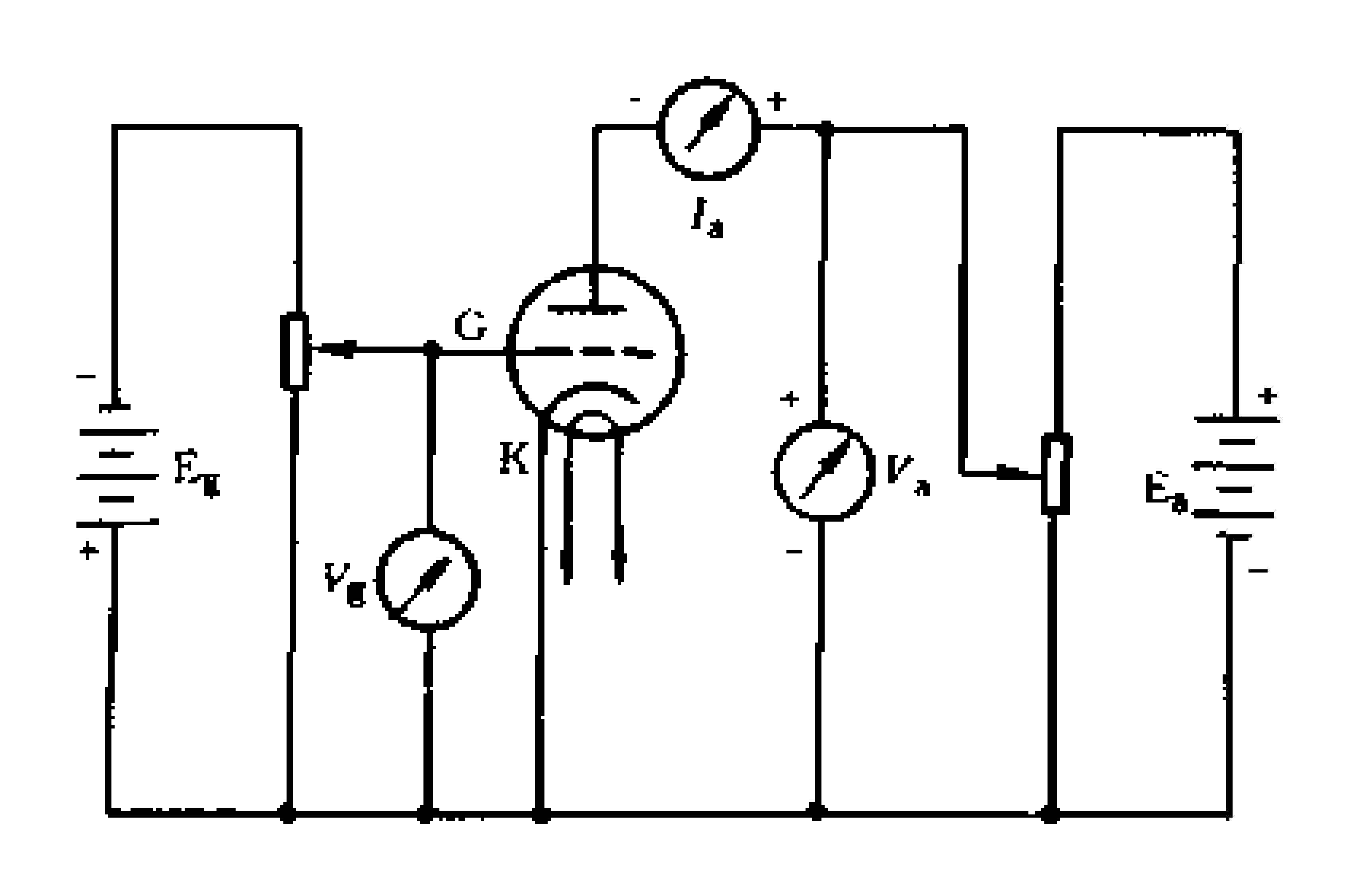


图 1－62　三极管特性曲线的测定

(1) 阳极特性曲线。阳极特性曲线是指栅极电压 V_g 固定时，阳极电流 I_a 与阳极电压 V_a 的变量关系曲线，即

$$I_a = f(V_a)\Big|_{V_g = 定值}$$

测量时，先把栅极电压 V_g 固定在某一定值，然后将阳极电压逐渐由小增大，则阳极电流亦随阳极电压的增大而增大。将 I_a 与 V_a 的变量关系绘成曲线，就得到一条 V_g 为某一定值时的阳极特性曲线。然后，取不同的 V_g 值，又可画出许多条 I_a 与 V_a 的关系曲线，构成阳极特性曲线簇。图 1－63 是真空三极管 6N2 的阳极特性曲线簇。从图中可以看出，各条曲线的形状是相似的，但它们的起点不一样，栅极电压越负，曲线的起点越向右移，这是因为栅压越负，产生初始阳极电流所需要的阳极电压越高。

(2) 栅极特性曲线。真空三极管的栅极特性曲线是指阳极

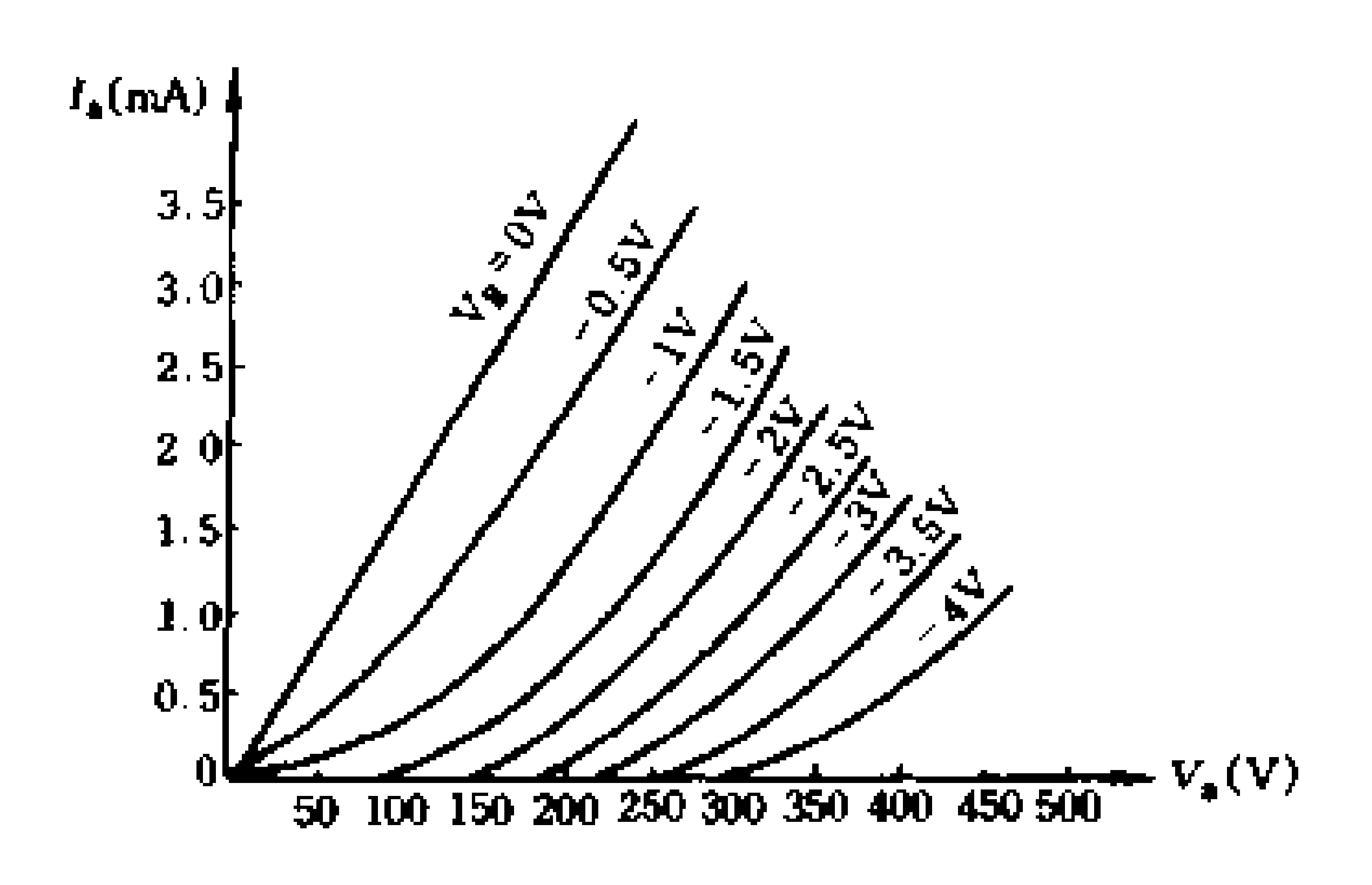


图 1-63　三极管阳极特性曲线簇

电压 V_a 为给定值时，阳极电流 I_a 与栅极电压 V_g 的变量关系曲线，即

$$I_a = f(V_g)\big|_{V_a=\text{定值}}$$

在测量时，把阳极电压 V_a 固定在某一数值(如 200V)，改变栅极电压，则当栅压由负向正逐渐增大时，阳极电流也随之增大，将它们之间的变量关系绘成曲线，就得到一条 $V_a = 200V$ 时的栅极特性曲线。取不同的 V_a 值(如 150V、250V 等)，则可得到一组曲线，称为栅极特性曲线簇。图 1-64 是三极管 6N2 的栅极特性曲线。

从栅极特性曲线簇中可以看到，任一条栅极特性曲线的阳极电流都是随栅负压的减小而增大的。每条曲线的形状也基本相同，所不同的只是截止栅偏压不一样，即阳极电压越高时，使阳极电流为零的栅偏压越负。

3. 真空三极管的主要参数

(1) 跨导 S：阳极电压 V_a 为某一定值时，阳极电流的微小变化量 ΔI_a 与引起它的栅极电压的变化量 ΔV_g 之比，称为跨导 S，即

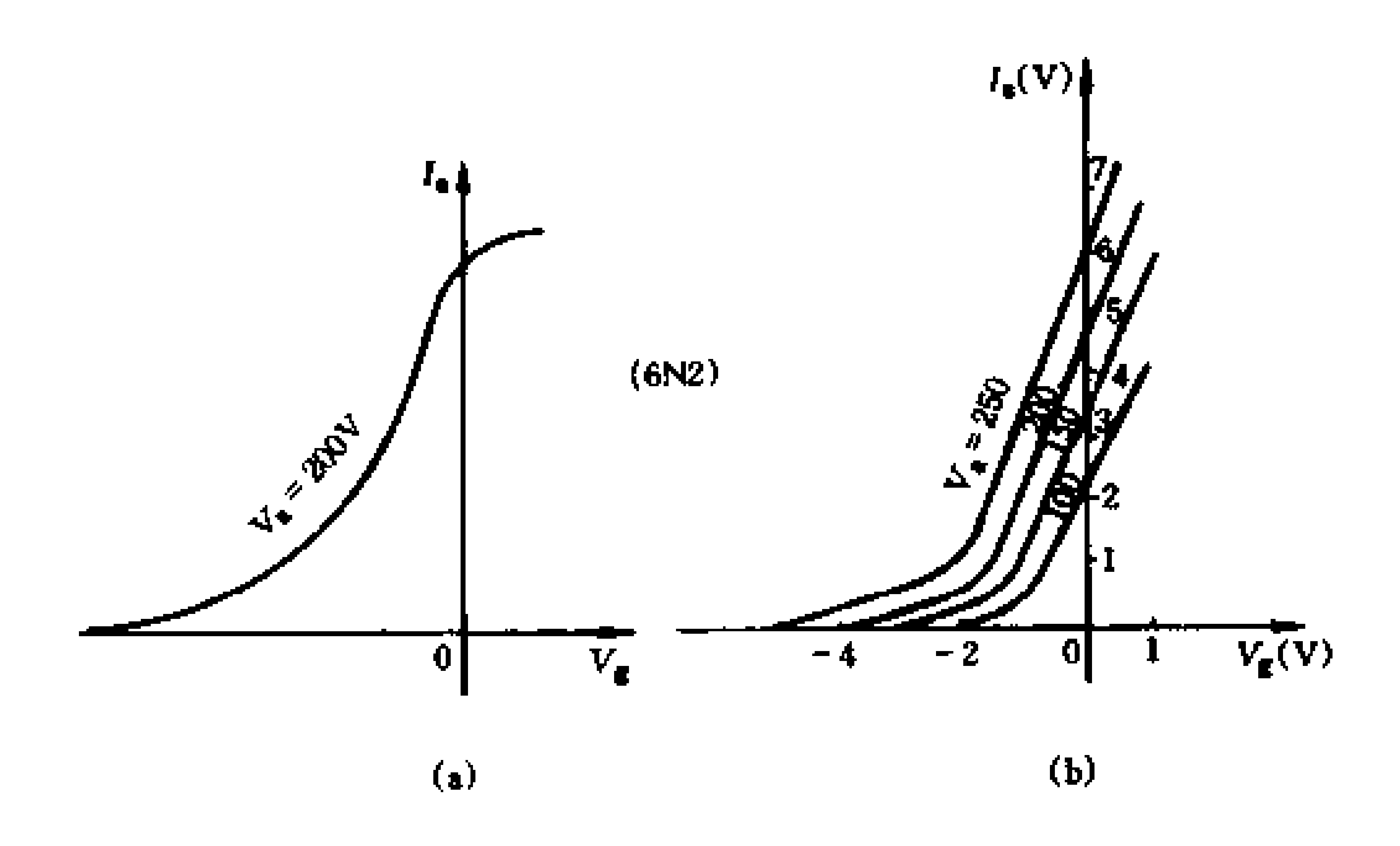


图 1－64　三极管的栅极特性曲线

$$S = \left.\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right|_{V_a = \text{定值}} (\text{mA/V})$$

(2) 内阻 r_i：栅极电压 V_g 为某一定值时，阳极电压的微小变化量 ΔV_a 与由它引起的阳极电流 I_a 的变化量 ΔI_a 之比，称为真空三极管的内阻 r_i，即

$$r_i = \left.\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}\right|_{V_g = \text{定值}} (\Omega)$$

(3) 放大因数 μ：栅极电压对阳极电流的影响要比阳极电压对阳极电流的影响大得多，这正是真空三极管具有放大能力的必要条件。因此，如果栅极电压自某定值增加微量 ΔV_g，那么，要想维持阳极电流仍然不变，就必须使阳极电压减少一个大得多的量 ΔV_a。显然，ΔV_g 与 ΔV_a 的变化方向相反。比值 $\Delta V_a / \Delta V_g$ 说明了栅极电压对阳极电流的控制能力比阳极电压要强多少倍，这个比值称为真空三极管的放大因数 μ 值，即

$$\mu = \left.\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right|_{I_a = 定值}$$

上述三个参数之间存在着以下关系，即

$$\frac{S r_i}{\mu} = 1 或 \mu = S r_i$$

三者中，最能说明真空三极管质量的参数是跨导 S，因之它是一个最重要的参数。

三、多极电子管

真空三极管虽然具有放大电信号的本领，但它的放大能力不够强，而且极间电容较大，限制了它的高频应用。为了弥补这些不足，又产生了多极电子管。

1. 四极管

如果在三极管的阳极和控制栅极之间，再加入另外一个栅极就构成了四极管，其电路符号如图 1-65 所示。这个新加入的网状栅极 G_2，称为屏栅极。屏栅极接入电路时常加上固定的正电压，能在阳极和控制栅极之间起静电屏蔽作用，这种屏蔽作用可用图 1-66(a)来说明。屏栅极 G_2 对直流来说是个稳定的高电位，而对交流而言，却相当于零电位(因电容 C_{g2} 对交流可视为短路)。因此 G_2 的作用就等于在阳极 A 和控制栅极 G_1 之间加上了一道静电屏蔽，使阳极所发出的电力线绝大部分都终止在 G_2 上，只有极少一部分穿过 G_2 到达 G_1 上，这就等于减小了阳极和控制栅极之间的极间电容。另外，屏栅极的静电屏蔽作用减弱了阳极电压

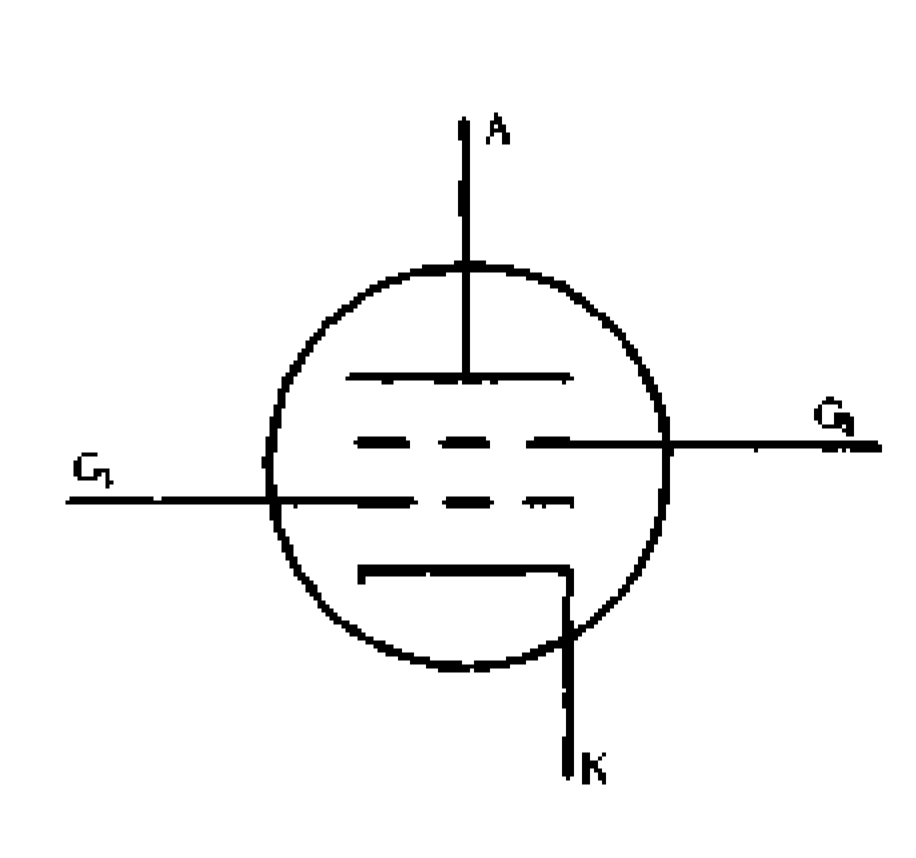


图 1-65　四极管符号

对阴极附近电场的影响，也就是减弱了阳极电压对阳极电流的控制能力，因而增大了内阻 r_i 和放大因数 μ。

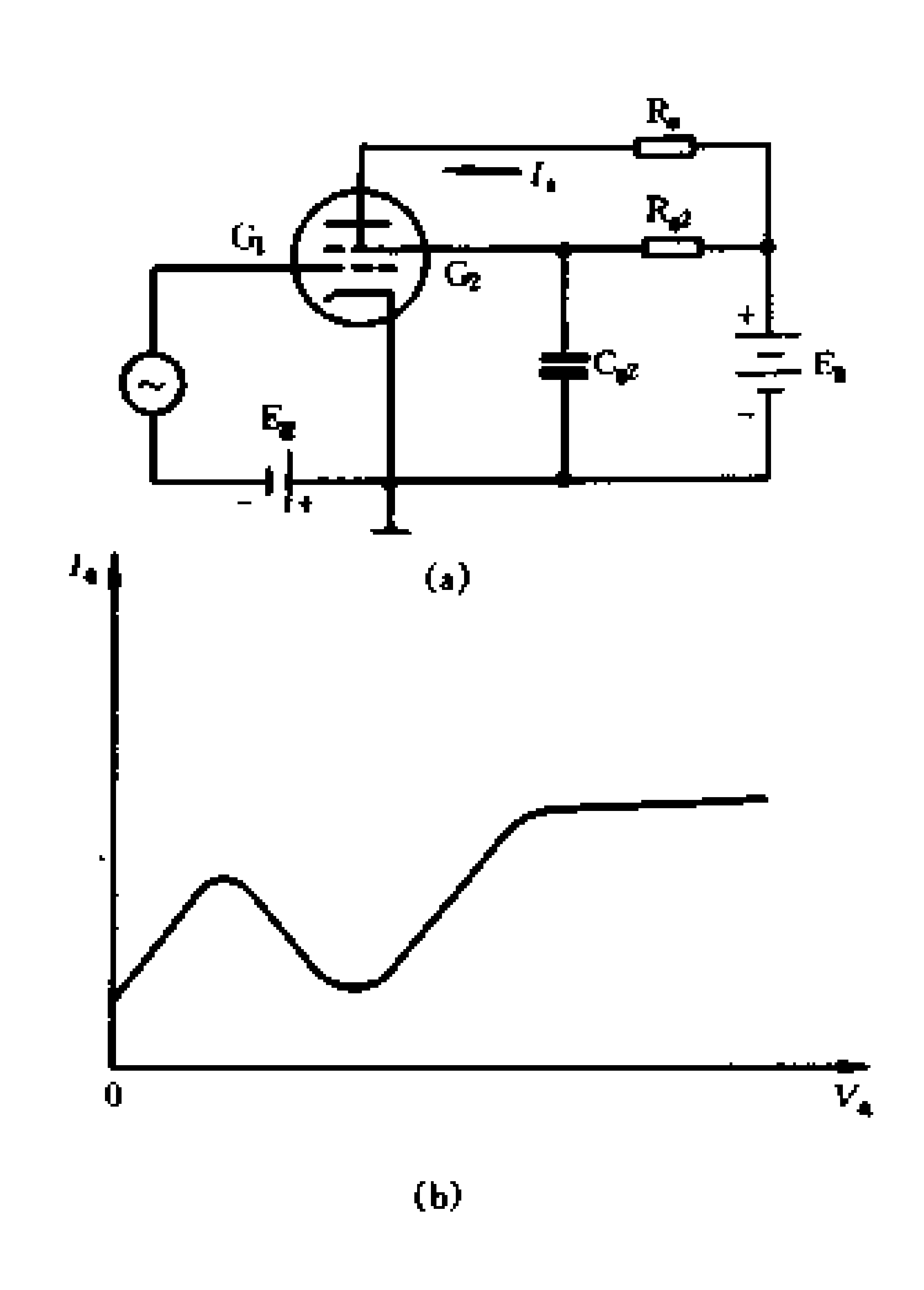


图 1－66　四极管电路及特性曲线

四极管的阳极特性曲线如图 1－66(b)所示。当阳极电压开始增加时，阳极电流亦随之增加，当 V_a 增加到一定程度时，特性曲线出现下凹现象，这是由于在阳极电压与屏栅极加速作用下，电子的速度已经相当大，打到阳极上时，其能量足以使阳极被击出“二次电子”，可是这时阳极电位还低于屏栅极电位(因屏栅极电位 $V_{g2}=E_a$)，由阳极发射出来的二次电子会被吸引到电位更高的屏栅极上去，使阳极电流减小，这一现象称为“打拿负阻效应”。当 V_a 增加到接近 V_{g2} 时，尽管这时从阳极射出的二次电子数目很多，但由于阳极电压已相当高，已有足够大的力量将二次电子吸引回去，因此，I_a 又开始随 V_a 的增加而增大。

阳极特性曲线的下凹现象，使四极管作为放大元件使用时的工作范围受到限制，目前已无产品，但在这个基础上却产生了性能优异的五极管和束射四极管。

2. 真空五极管

在四极管的屏栅极与阳极之间加入第三个栅极——抑制栅极 G_3，就构成了真空五极管。图 1－67 是五极管的结构和电路

符号。

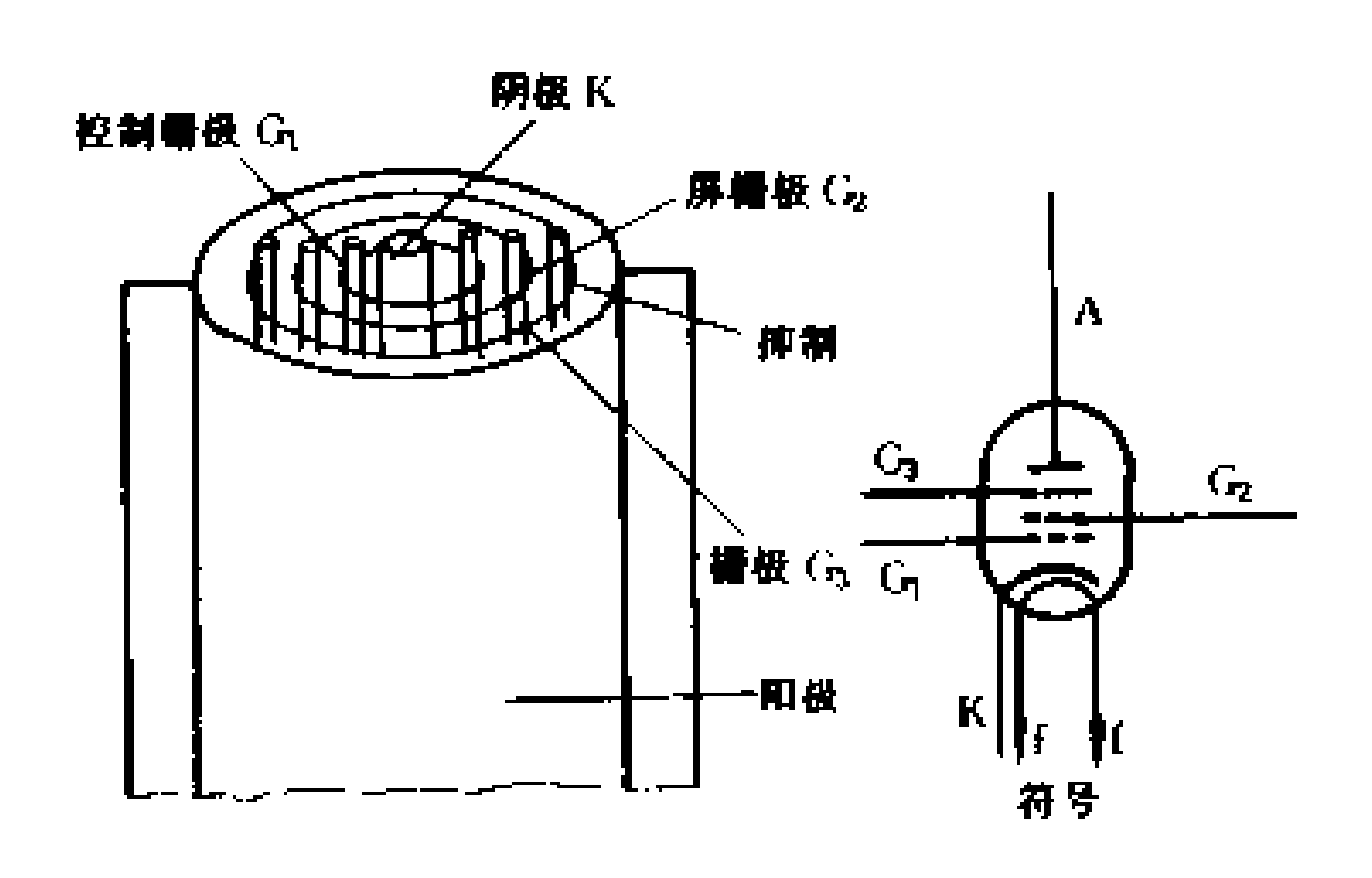


图 1－67　五极管的结构及电路符号

由于增加了一个抑制栅极，使阳极发射的二次电子有效地得到了抑制。这是因为抑制栅极接入电路后是与阴极连接在一起的，在阳极电压比屏栅极电压低时所产生的二次电子，被抑制栅极排斥回阳极，不致被屏栅极所吸收，这就消除了阳极特性曲线下凹的现象。五极管的电路如图 1－68所示。由于五极管又多了一个抑制栅极的静电屏蔽，极间电容变得极小（只有千分之几皮法），适合在高频下运用。

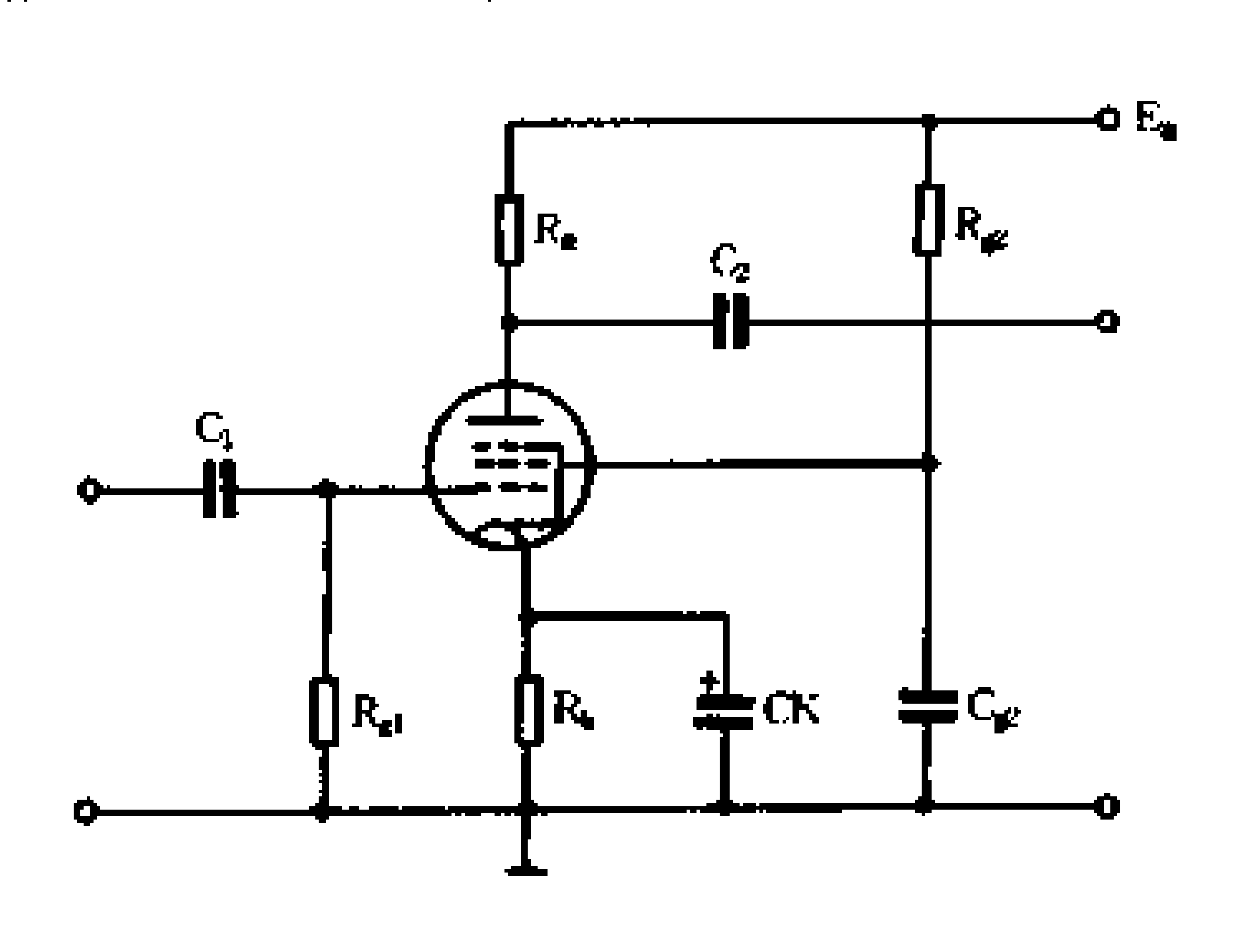


图 1－68　五极管电路

五极管阳极特性曲线示于图 1－69。它的形状很像晶体三极管的特性曲线，它也有恒流特性，而且比晶体三极管的恒流特性还要好。图

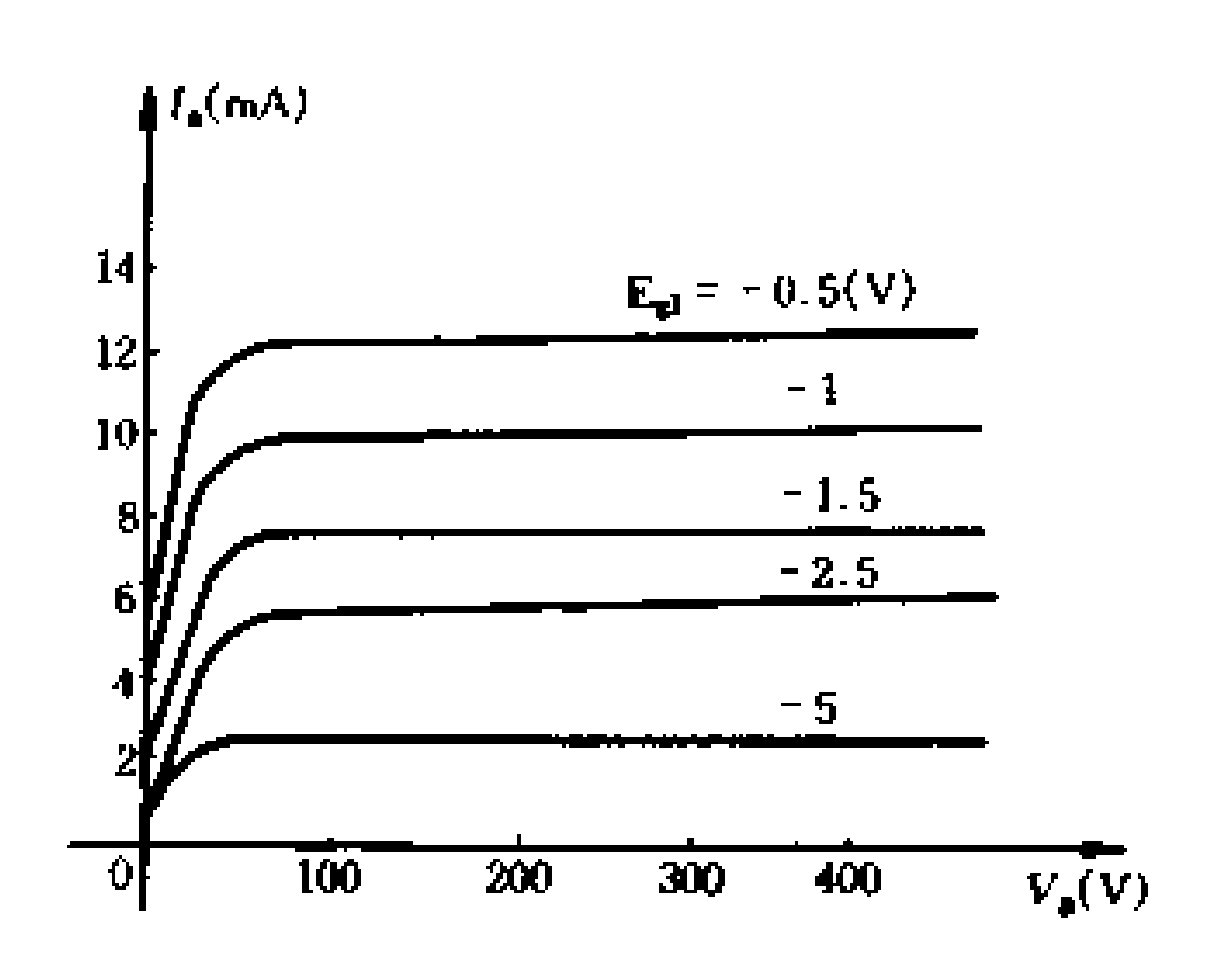


图 1-69　五极管的阳极特性曲线

1-70 绘出了五极管的栅极特性曲线。

3. 束射四极管

在低频功率放大器中，广泛运用着束射四极管，它不仅能消除四极管阳极特性曲线的下凹部分，具有类似五极管的特性曲线，而且能够输出较大的功率。

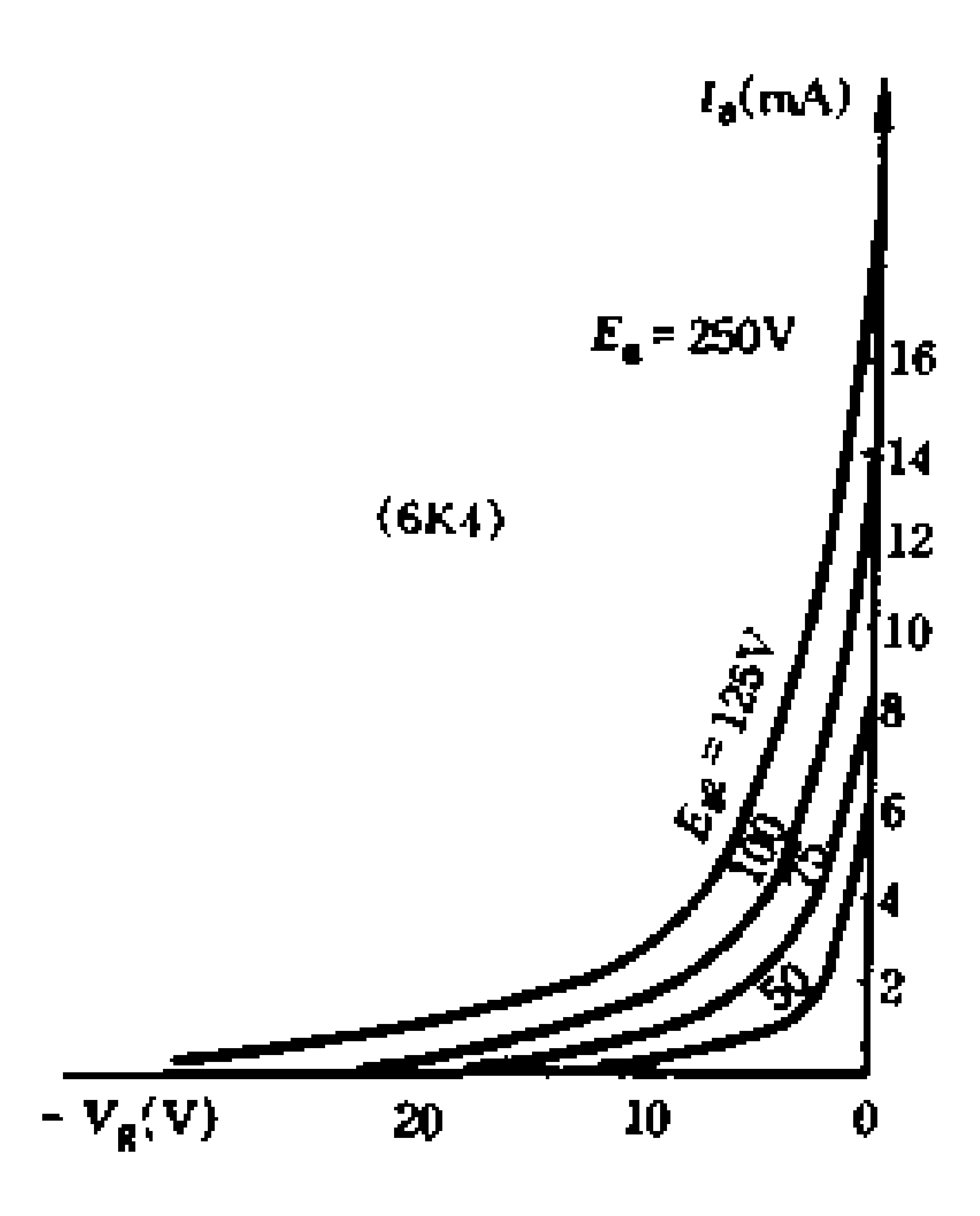


图 1-70　五极管的栅极特性

图 1-71 是束射四极管的结构和符号，它的构造与普通四极管不同，除了阴极、栅极、屏栅极及阳极外，另增一对束射极，这一对束射极安装于屏栅极与阳极之间，并与阴极相连接(与阴极等电位)。阴极做成扁圆柱体，以使扩大其发射面积，使跨导值增加。屏栅极与控制栅极用同样粗细的金属丝绕制，圈数

与丝距也相同，并互相对齐。一方面可以减小屏栅电流和屏栅极功率损耗，另一方面使电子流在栅丝间成束射出，使阳极电流加大。束射极与阴极相连，促使电子流能集中成束地射向阳极，以增加空间电荷密度，有利于抑制二次电子。

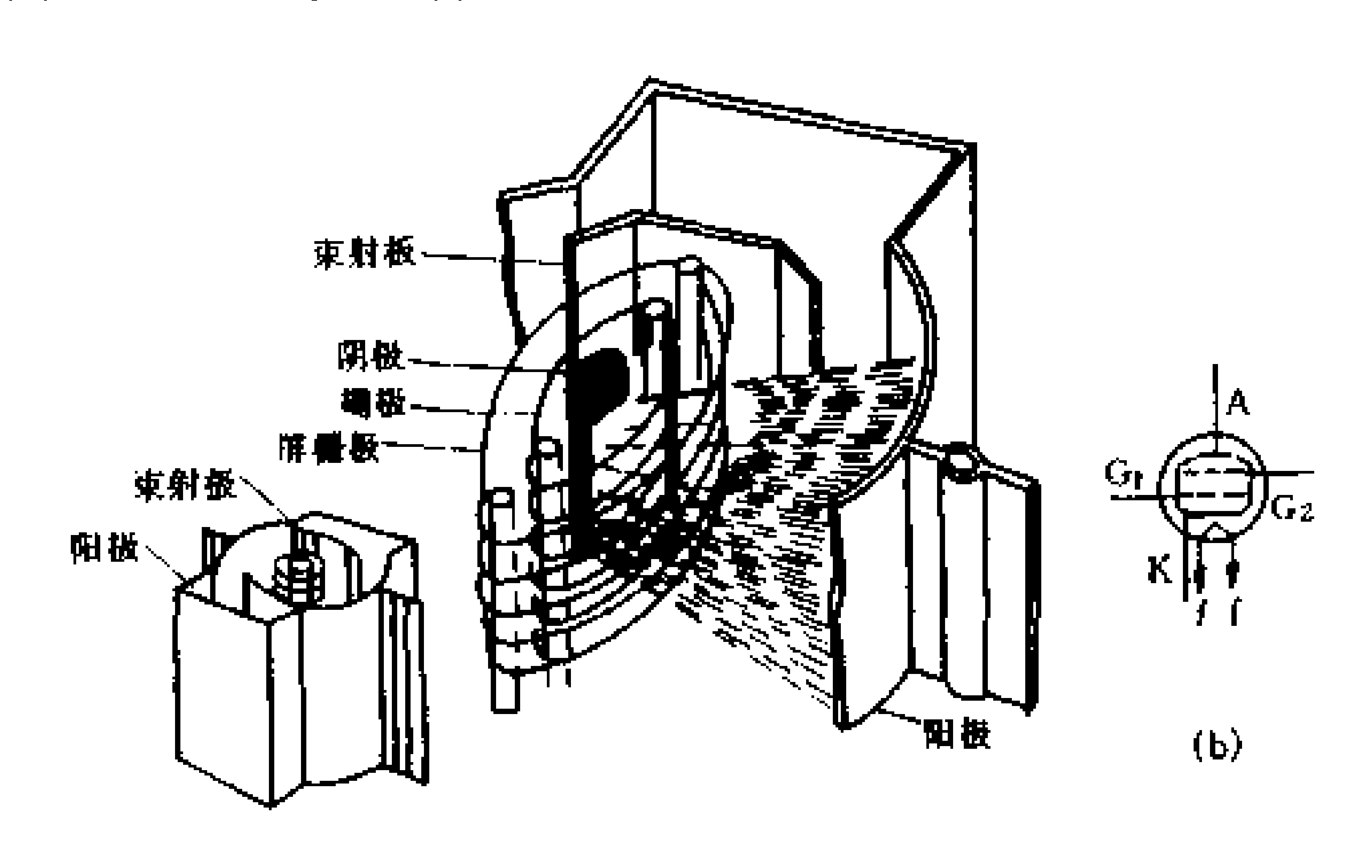


图1-71 束射四极管的结构及符号

4. 复合电子管

将两个或三个独立的电子管合并装置在一个管壳中，就构成了复合管。这种管子的特点是尺寸小而且可以获得多种用途。复合管除了可以做成双二极管与双三极管外，有时还可以做成其他形式的组合，如双二极三极管、双二极五极管等。图1-72绘出了几种常用的复合管的电路符号。

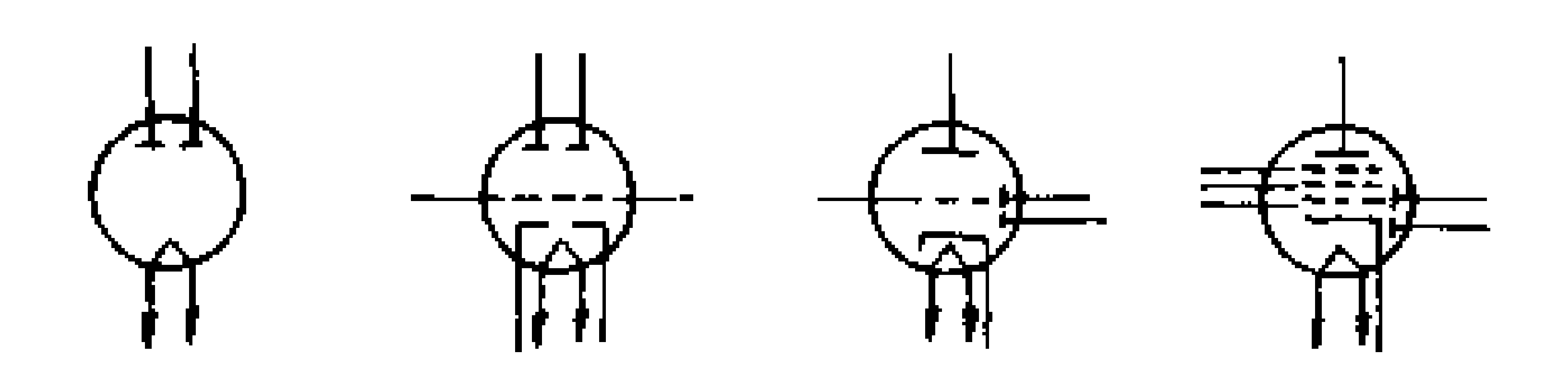


图1-72 几种复合管的符号

四、电子射线示波管

在示波器中使用的示波管，同属于电子管家族中的一个重要分支——电子束管，或称阴极射线管。

1. 结构和工作原理

电子射线示波管(以下简称示波管)广泛应用在电子示波器中用来显示电学量变化的波形。示波管的结构如图 1－73 所示，按其作用可分成以下三个部分：

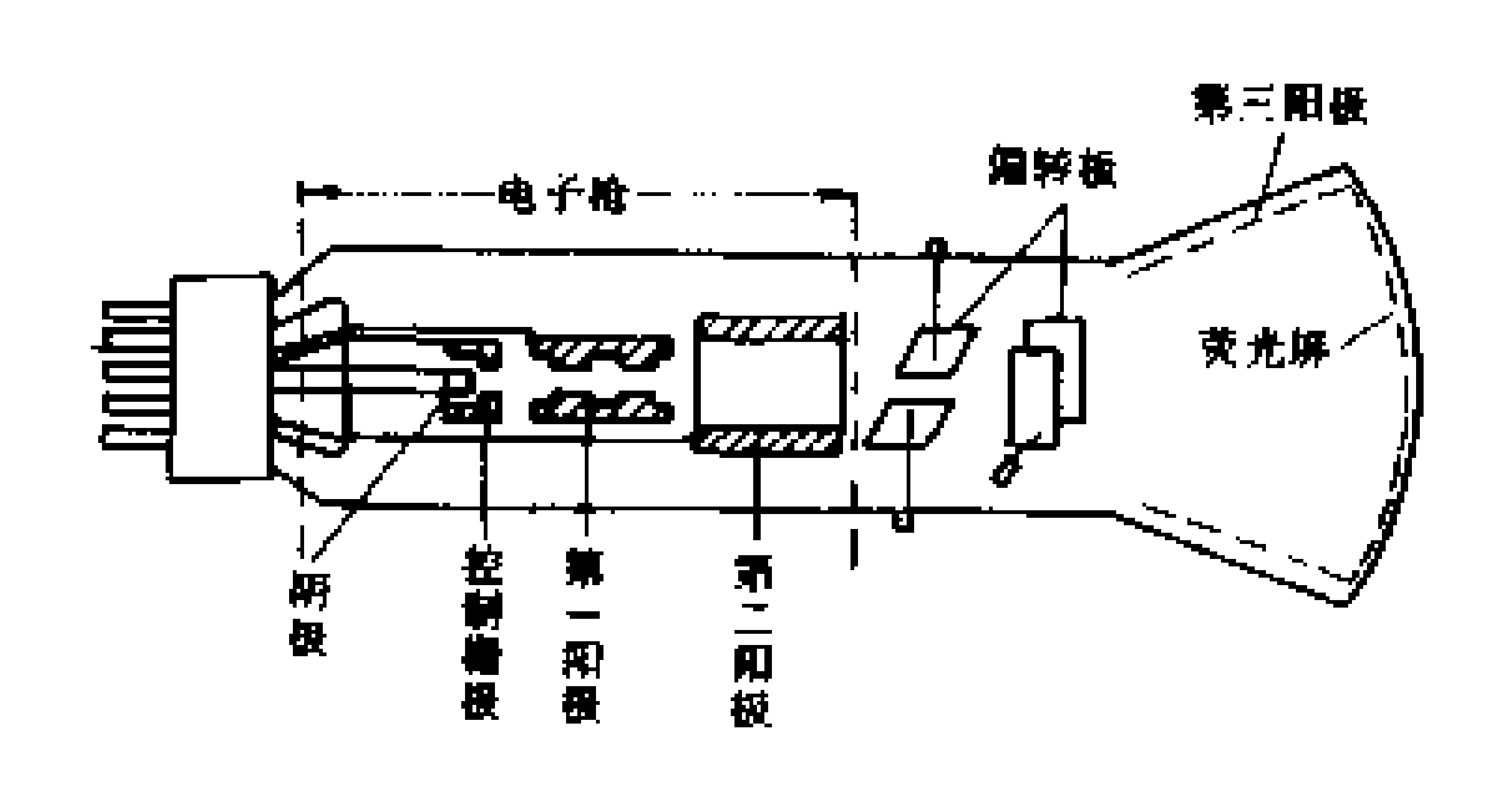


图 1－73　示波管的结构

(1) 电子枪：包括阴极、控制栅极、第一阳极及第二阳极。它的任务是射出一束极细的电子束(或称阴极射线)。

(2) 偏转板：包括两对偏转板，即水平偏转板与垂直偏转板。它的任务是使电子枪射出的电子束偏转。

(3) 荧光屏：位于示波管的终端，它的内壁涂有荧光物质，当高速运动的电子打上去，它就能发出荧光，将需要观察的波形显示出来。

示波管的工作原理简述如下：

电子从阴极射出后，经过控制栅极的小孔，该栅极做成圆筒形，将阴极包围在里面，它对阴极来说是处于负的电位，其作用和一般三极管的栅极相同，是用来控制通过栅极的电子流大小

的。电子射出后又经过两个带有不同正电位的阳极，即第一阳极和第二阳极，使电子获得较高的速度。由于第一阳极和第二阳极存在着电位差，可使不同方向发射的电子经过两个阳极区域后在荧光屏上聚焦。电子束沿着管子的中心轴线射到涂有荧光粉的球面屏的中心处，如图 1－74(a)所示。这时荧光屏上显示出绿色的辉光点，当电子束移去后，此光点还需要经历一短暂时间方才消逝。通常把阴极、栅极、第一阳极和第二阳极等部分总称为电子枪。电子束的运动轨迹由水平和垂直偏转板间的电场力来控制，可沿着水平和垂直方向移动。

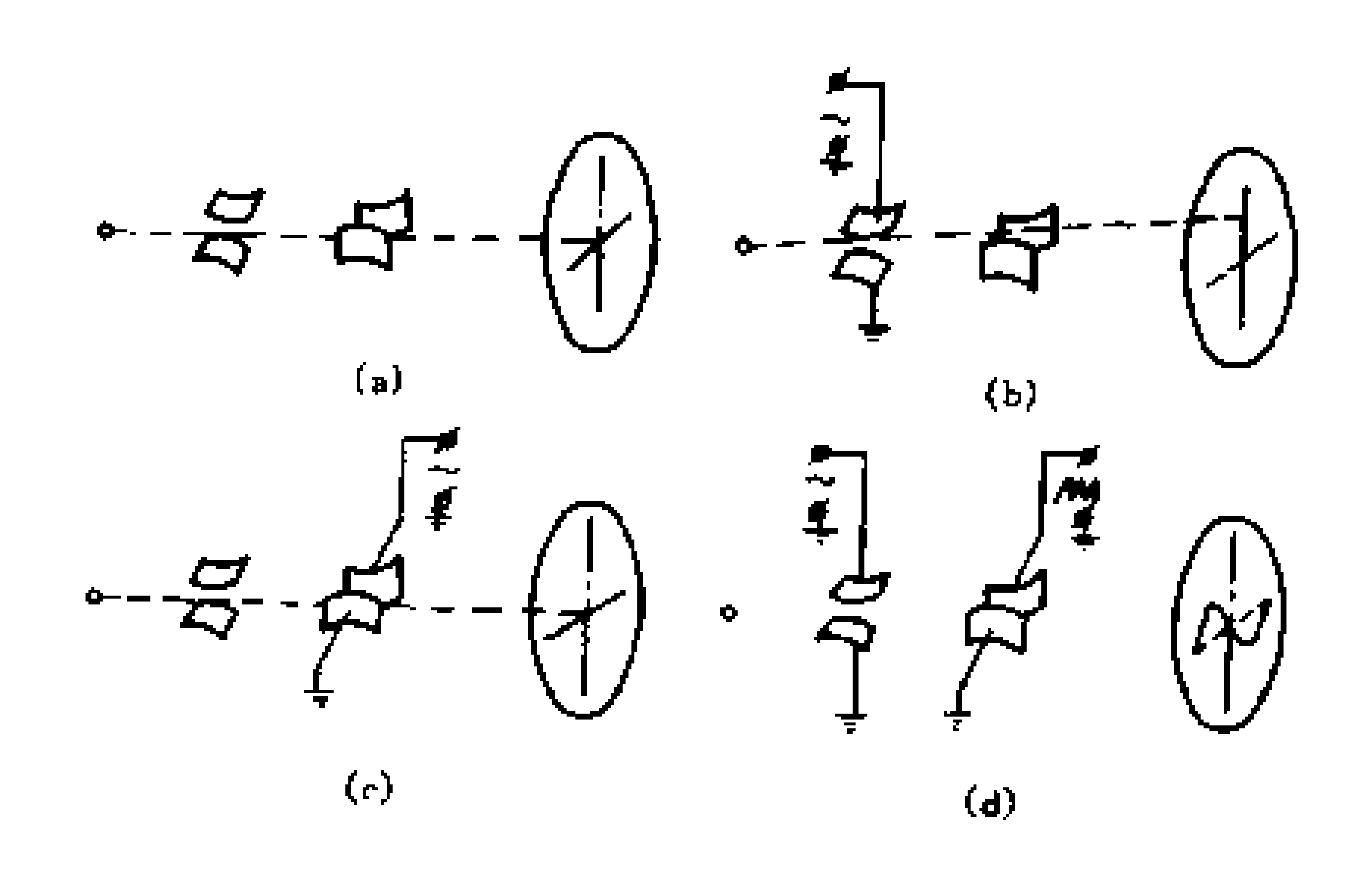


图 1－74　示波管的工作过程图解

设把一足够大的正弦电压 V 加在垂直偏转板的两接线端，则上下两极板的电位即随着 V 的变化而交替地作时正时负、时大时小的周期性变化。因此，电子束受到极间电场力的作用，而发生上下偏转，其偏转角与电压 V 的大小成正比。这时荧光屏上出现一垂直的辉光线，如图 1－74(b)所示。同理，如将此电压加在水平偏转板的两接线端，则屏上将出现一水平的辉光线，如图 1－74(c)所示。

如需观察信号电子 V_y 的波形，则可将此电压加在垂直偏转板的输入端，同时在水平偏转板的输入端加上由“锯齿波发生器”所产生的锯齿波电压 V_x。这时，由于电子束同时受到垂直偏转板与水平偏转板的电场力的作用，故荧光屏上将出现与信号电压 V_y 形状相同的波形，如图 1－74(d)所示。

2. 电子束的聚焦

大家知道，电子所受的电场力的方向与电力线的方向相反，由图 1－75 可见，自阴极发射出的电子只能由控制栅极的小孔穿过，而且由于栅极为负电位，因此从阴极发射出来的电子是趋于扩散的。从栅极小孔射出的电子继续经过第一、第二阳极所包围的空间。由于第二阳极的电位高于第一阳极，所以电力线的方向是从第二阳极到第一阳极，故使那些不沿中心轴方向前进的电子被迫改变行动方向，使之趋向中心轴方向前进。如果两个阳极间的电位差调节适当，则可使所有电子到达荧光屏时刚好交于一点。通常第二阳极处于一固定的正电位，而利用电位器来改变第一阳极的电位，以达到聚焦的作用。

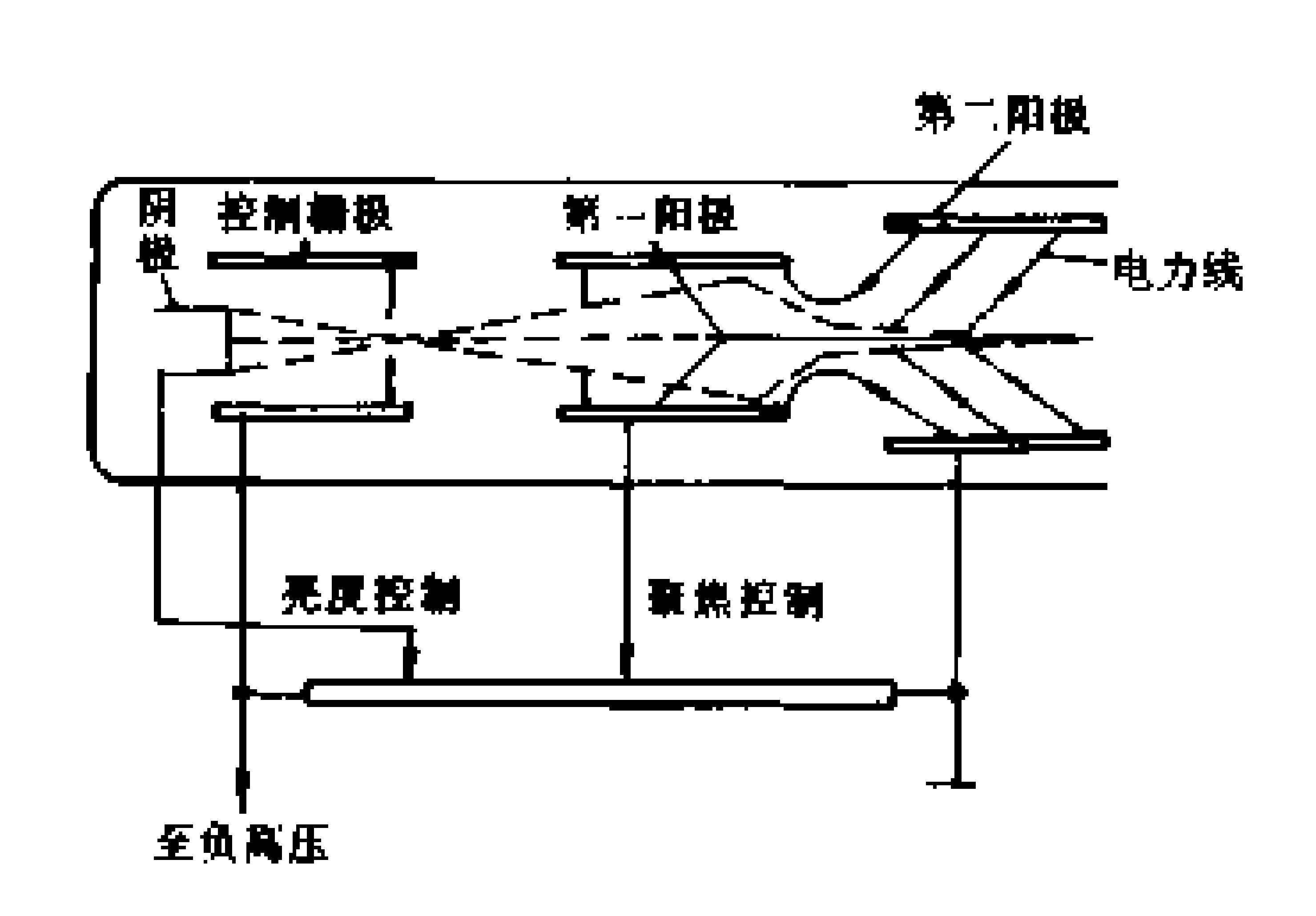


图 1－75　电子束的聚焦

五、黑白电视显像管

在黑白电视机中使用的显像管和示波管一样，都属于电子束管。它们有着相似的结构和共同的原理。了解了示波管的原理后，学习显像管就比较容易了。图1－76所示是黑白电视显像管结构示意图。

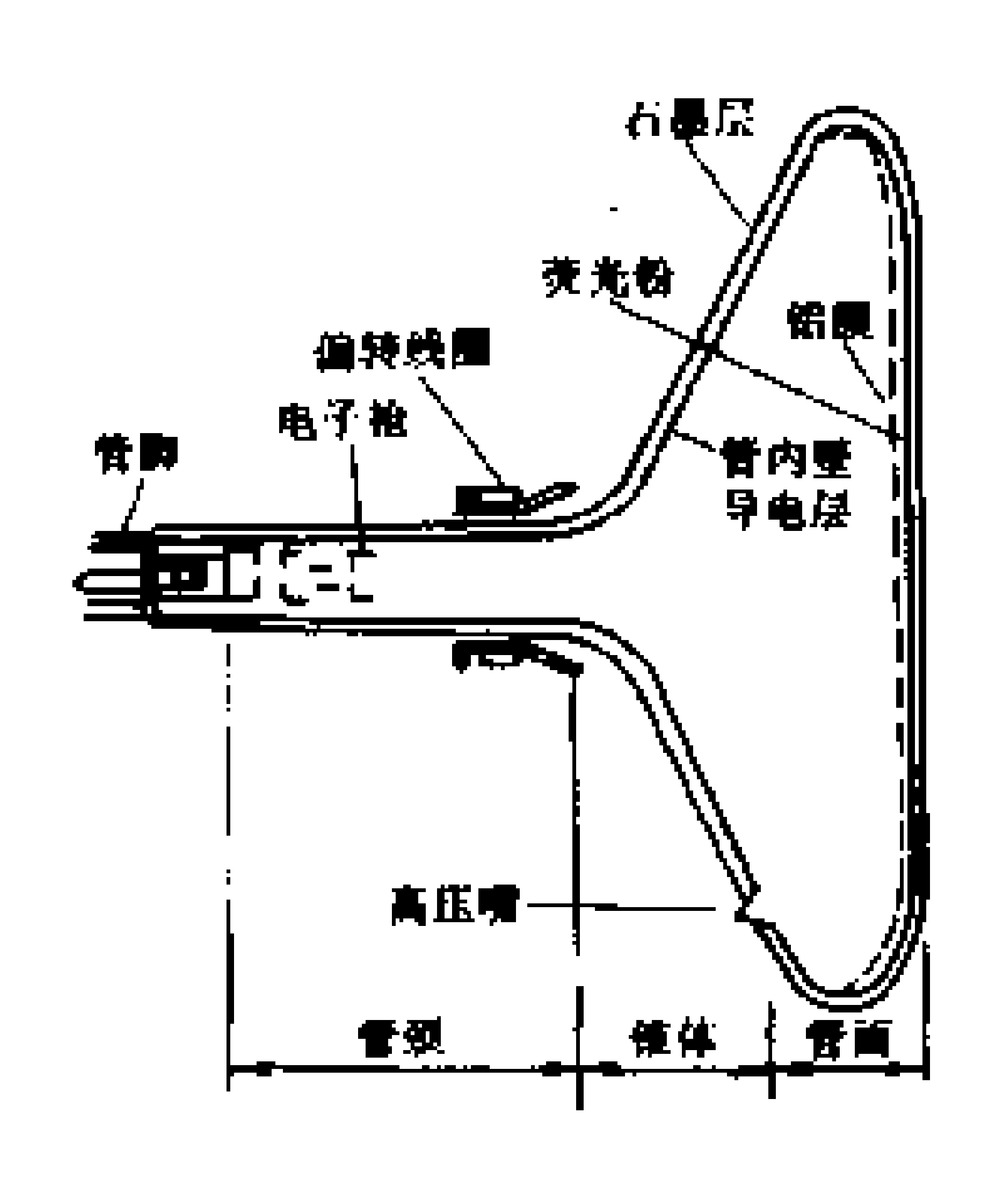


图1－76　黑白电视显像管结构示意图

1. 电子枪和电子透镜

被电子束管玻璃外衣包裹着的、整齐排列的那些金属圆筒就是电子枪。电子枪一般包括灯丝、阴极、控制极、加速极、聚焦极和高压极等几部分。它们的主要任务是提供一束强弱可调且高速射向荧光屏，并在屏幕上聚焦成点的电子流。这束电子流叫做电子束。现以两种类型的国产显像管为例，介绍电子枪的工作原理。

(1) 三极枪显像管。常用的国产235×5B型(9in)黑白电视显像管就是三极枪显像管。图1－77是这种电子枪的剖面示意图。

从图中不难看出，显像管的阴极是旁热式的，呈圆筒形。阴极柱中是灯丝。国产显像管荧光屏对角线小于31cm(12in)的，灯丝电压为12V；大于35cm(14in)的，灯丝电压为6.3V。控制极也叫栅极、调制极，在阴极面前，呈圆盘形，中间有一小孔，叫做孔阑。再向前是圆筒形的加速极(第一阳极)。灯丝加热阴极，阴极发射电子，调制板电压控制电子束电流的强弱，进而控制了

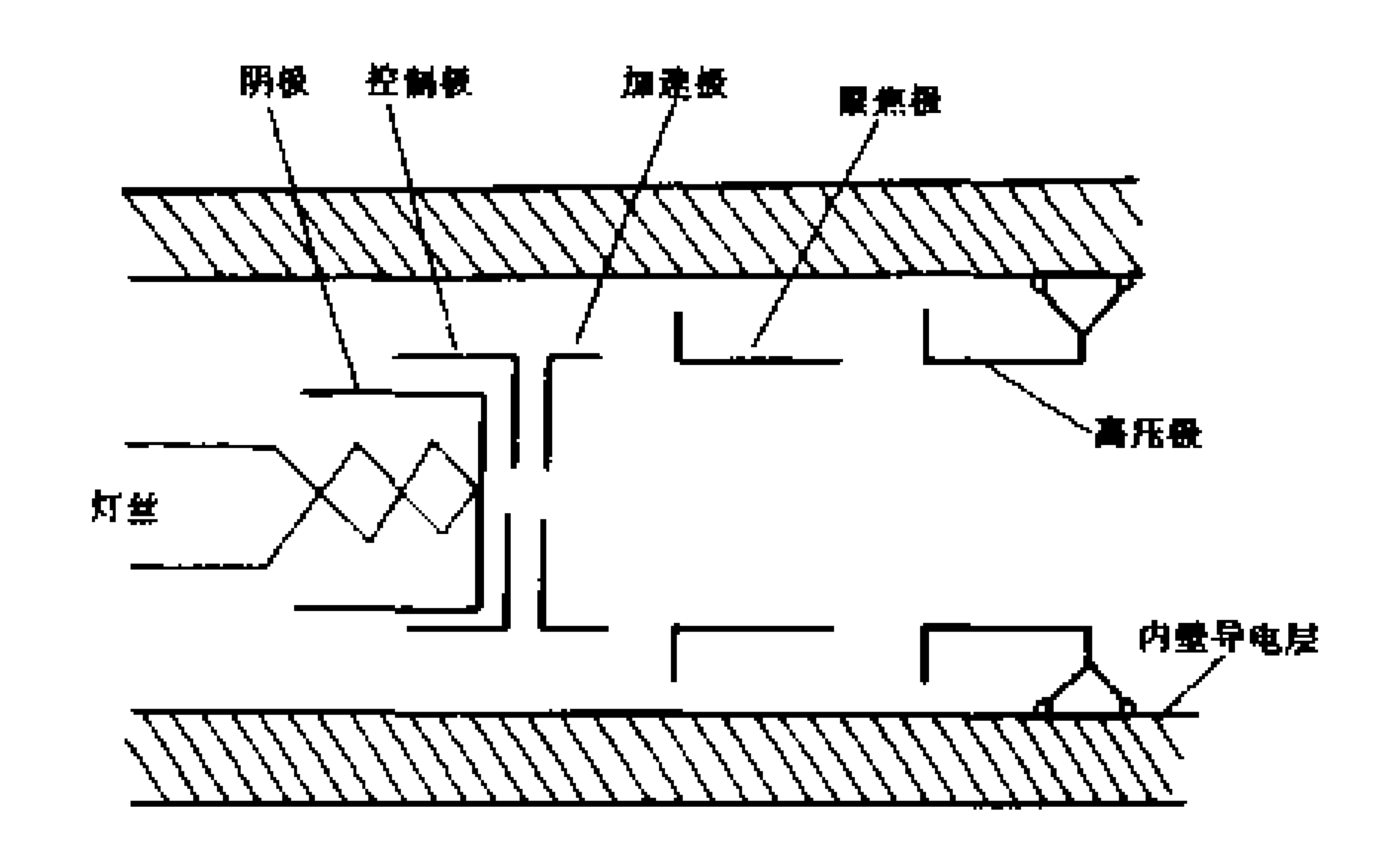


图1-77 三极电子枪剖面示意图

荧光屏的亮度。加速极电压起着吸引和加速电子的作用。同时它们还构成了显像管中的第一组透镜。

当阴极、调制极和加速极加上工作电压时，在这个区域内空间各点电位不同。并按一定规律分布。当阴极发射的电子穿越这个空间时，电子受到电场力的作用，向着高电位的方向加速运动，同时向着轴心会聚，最后形成一个缩小的阴极倒像。这就像凸透镜能把太阳光聚焦成一个光点，并能形成物体的倒像一样。这种把物体(阴极)包括在内的电子透镜叫做浸物镜。

聚焦极(第二阳极)和高压极(第三阳极)在加速极前面。它们组成了三极电子枪的第二组透镜，叫做浸透镜或浸没透镜，是三极枪的主聚焦透镜，起着使电子再一次会聚的作用。由于高压极与锥体内部的导电层相连，电子穿出高压极后在锥体部分的等电位场内，继续前进，打到荧光屏时，已会聚成直径约0.2mm、速度高达60000km/s的电子束了。

调节聚焦极电压，可改变会聚点的前后位置，调节荧光屏上光点的大小。三极电子枪有一最佳聚焦电压值。即使是同一型号的显像管，各管的最佳聚焦电压也相差不少，需仔细调整。

(2) 四极枪显像管。国产黑白电视显像管荧光屏对角线尺寸在 31cm(12in)以上的，均用四极电子枪。图 1－78 所示是四极枪剖面示意图。它是在三极枪的基础上，在加速极(第一阳

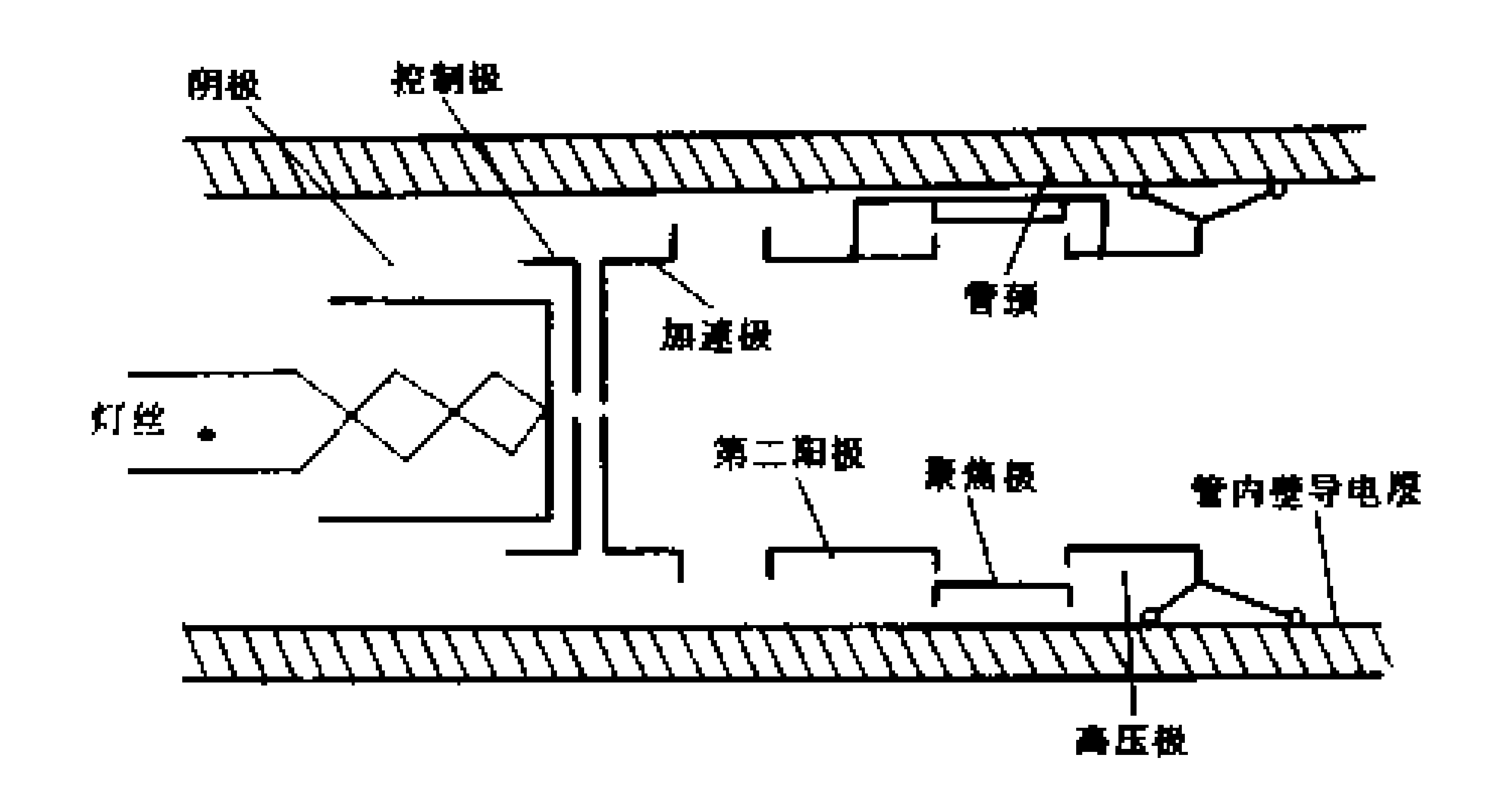


图 1－78 四极电子枪剖面示意图

极)与聚焦极(第三阳极)之间插入第二阳极构成的。第二阳极与高压极(第四阳极)在管内相连。这样就构成了三组电子透镜：第一组透镜仍是由阴极、控制极和加速极组成的浸物透镜；第二组透镜是由加速极的后半段和第二阳极的前半段组成的浸透镜，它把电子束会聚成与主轴接近平行的电子束，是四极枪的预聚焦透镜；第三组透镜是由第二阳极后半段、聚焦极和高压极组成的透镜，叫做单透镜，是四极枪的主聚焦透镜。

四极枪显像管的聚焦极电压在较大范围内变化时，仍可获得良好的聚焦，好象有自动聚焦作用一样。

2. 管壳

显像管和示波管的管壳多由玻璃材料构成。它包括管颈、锥体和管面三大部分(见图 1－76)。

管颈是一细长的玻璃管，里面装着电子枪。显像管的偏转线圈、中心调节器等组件套在管颈前端。对于磁偏转的显像管

和示波管，管颈越粗，所需的偏转功率越大。

锥体呈漏斗形，连接着管颈与管面。锥体内侧涂有导电层，与高压极和屏幕铝膜相连，并通过高压嘴引出电极。锥体外表面涂有石墨粉，与内壁导电层形成 500pF ~ 1000pF 的高压电容，供高压滤波用。锥体张开的角度决定了电子束的最大偏转角。偏转角是指偏转中心（即电子束开始偏转的位置）至屏幕对角线两端点连线的夹角（见图 1-79）。常用显像管的偏转角有 70°、90°、110°、114° 等几种。同样屏幕的显像管，偏转角越大，锥体越短，但所需偏转功率要增加。

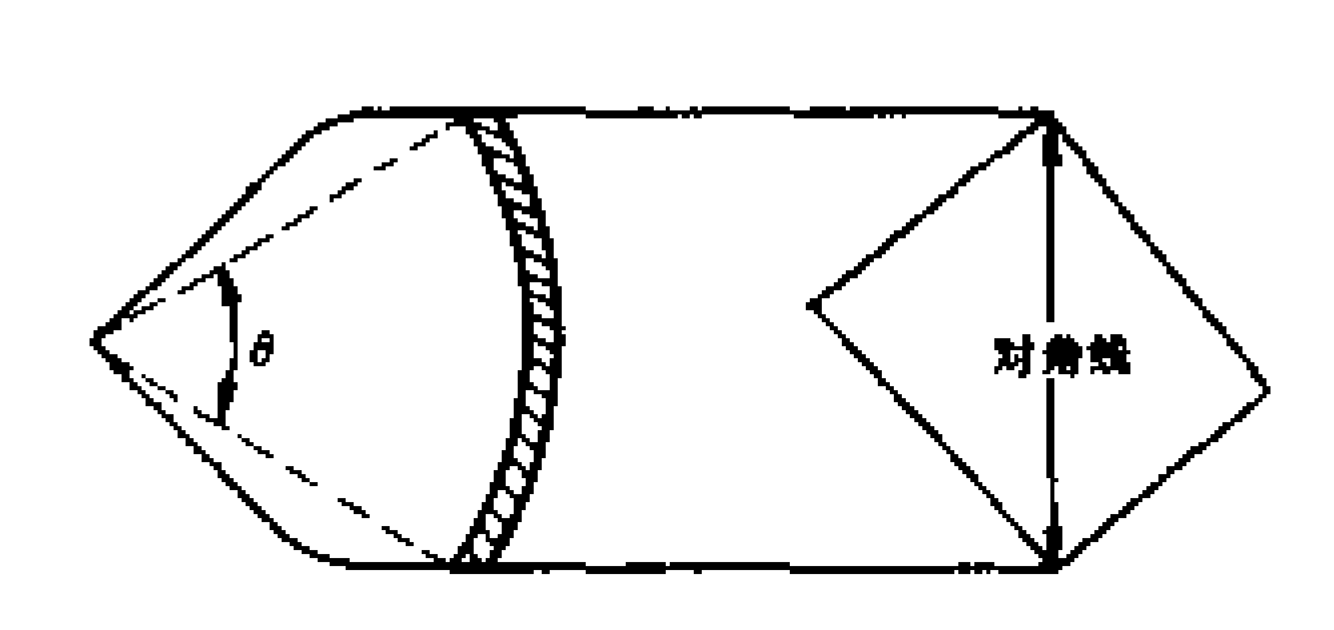


图 1-79　管面对角线和偏转角

管面内侧沉积着约 10μm 厚的荧光粉。管面的长宽比多为 4:3，这是根据人眼在垂直和水平两个方向的视场角而定的。通常以管面对角线尺寸代表显像管的规格（见图 1-79）。国产显像管型号中的前两位数字，就是管面对角线的厘米数。

管面玻璃内掺有少量氧化铅、氧化钡等物质，用来吸收对人体有害的 X 射线。

管壳内部抽成高度真空，管壳承受着很大压力。9in 显像管承受的总大气压力约为 1t，12in 的约为 2t。显像管表面积越大，承受的总大气压力越大，因此显像管潜在着爆炸的因素。实验证明，如果打破管面，玻璃碎片可向前飞出十几米至五、六十米远，非常危险。为防止爆炸，近来国产显像管在管面外侧，加了紧箍的防爆钢带圈。有爆炸危险，是因为显像管各部位形状不同，受力也不均匀；管面外侧受的不是压力，而是使其向外扩张的张力，就像用力压一个方纸盒的各面，纸盒的棱角要向外裂一

样。玻璃本身和其形状决定了管面部分抗张能力较差，成为最薄弱的环节。防爆箍增强了抗张能力，降低了爆炸的危险。应该指出，尽管如此，也不是万无一失，使用时仍需注意。

3. 荧光屏

(1) 荧光屏的亮度。荧光屏上的亮光，是由高速电子冲击荧光粉而激发出来的。现在生产的显像管，如前所述，大多在管面内侧沉积着约 10μm 厚的荧光粉。荧光粉后再蒸发上一层约 1μm 厚的铝膜。铝膜与高压极相连，电位随高压极电压而变化。高速冲击的电子束足以穿过铝膜，去激发荧光粉。其他负离子则因质量大、速度低，不能穿过铝膜；即使有直射的负离子，也不致烧伤荧光粉。铝膜还像一面镜子，反射着荧光，既提高了屏幕亮度，又遮掩了内部发光，提高了对比度。

荧光屏的亮度不但取决于荧光粉的发光效率，而且与激发荧光粉的电子束能量有关。高压极电压越高，则电子速度越大，不但增加了电子动能，而且增强了电子穿透能力，可使屏光粉深部发光，提高了荧光粉发光效率。因此荧光屏亮度几乎与高压极电压平方成正比。此外，电子束电流越大，激发荧光粉的能量越大，荧光屏越亮。因此改变调制极电压来控制电子束电流大小，也能改变荧光屏亮度。这正是电视机和示波器调节亮度的方法。然而电子束电流过大时，不但会散焦，还有会烧伤荧光屏的弊病。

(2) 余辉。电子束停止对荧光屏冲击后，荧光还会持续一段时间，这种现象叫余辉。正是由于余辉和人眼的视觉暂留作用，才使我们看电视和示波器时不觉得闪烁。从停止激发荧光粉，到发光亮度下降到初始值的十分之一所用的时间，称为荧光粉的余辉时间。各种荧光粉的余辉时间差别很大，余辉时间小于 1ms 的为短余辉，1ms 至 0.1s 的为中余辉，大于 0.1s 的为长

余辉。显像管都用中余辉的荧光粉，而示波管需根据使用的频率范围，选用相应余辉的荧光粉。

(3) 颜色。荧光屏的发光颜色取决于荧光粉材料。常用两种荧光粉混合，获得所需的颜色和余辉。

(4) 对比度。对比度是指荧光屏最大亮度 B_{max} 与最小亮度 B_{min} 之比。由于有杂散光和外来光 B_D 的影响，实际对比度 $\alpha=\frac{B_{max}-B_D}{B_{min}-B_D}$。在充分提高最大亮度的情况下，减小杂散光和外来光 B_D，便成为提高对比度的有效措施。为此，管内壁要涂黑，而且在荧光粉后蒸发一层铝膜。用透射率较低的灰玻璃做管面，虽然会减弱荧光的亮度，但因外来光要经入射和反射两次穿过管面玻璃(见图 1－80)，多衰减一次，还是提高了对比度。同时灰玻璃还可减弱光晕。所谓光晕就是由荧光在管面玻璃的内、外表面之间，多次反射形成的光环。示波器停止扫描时，管面上出现的多层同心光环，就是光晕。

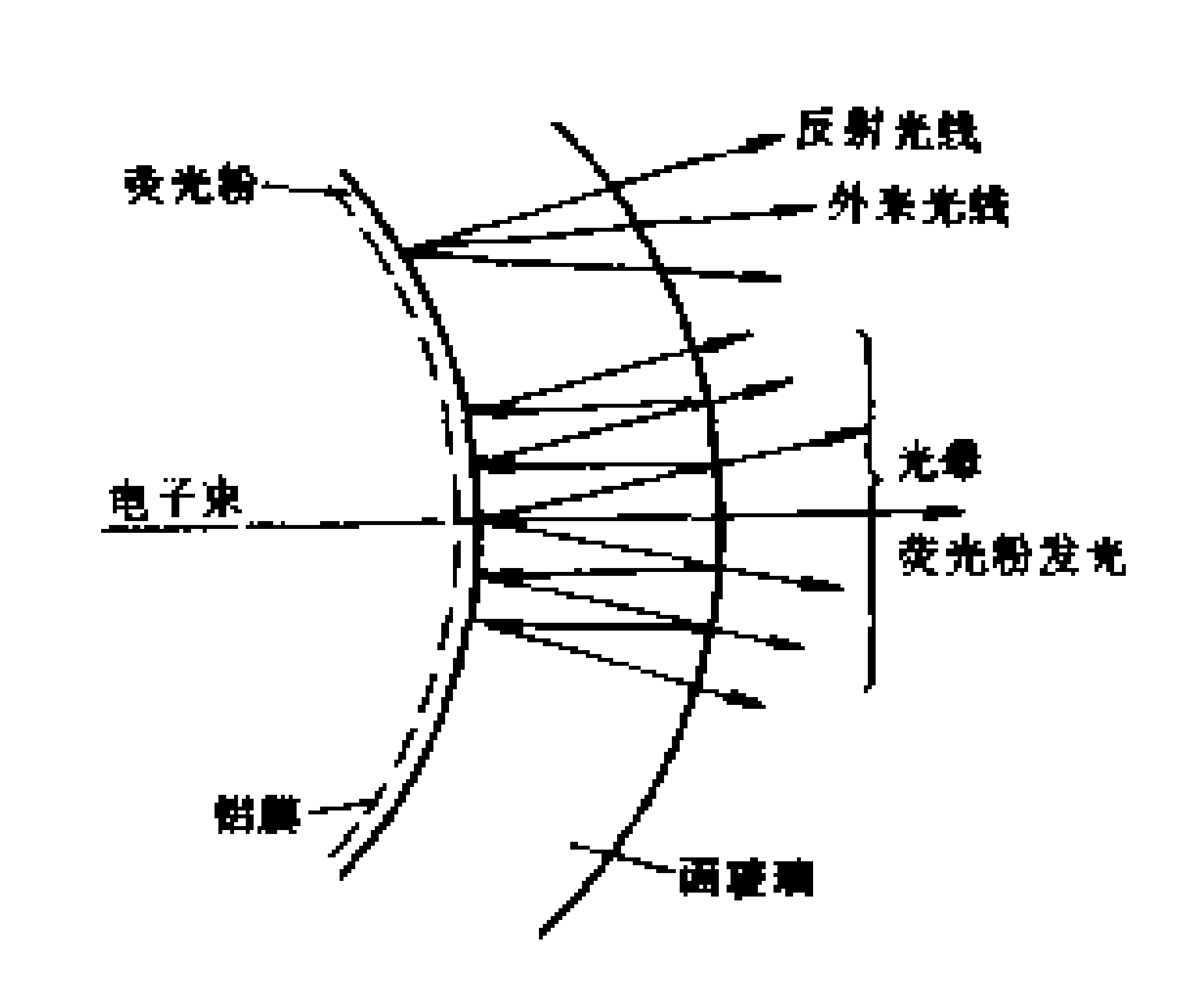


图 1－80　减少杂散光和光晕

4. 电子束的偏转和显像管附件

荧光屏是电子"画家"的"纸"，电子束是这位"画家"的"笔"，阴极与调制极之间的电压控制着泼墨的浓淡，那么"画家"的"手"何在呢？电子束的偏转系统，就象这位电子"画家"的"手"，它牵动着电子束，在屏幕上挥笔作画。电子束的偏转有两种方法，即电偏转和磁偏转。

(1) 电偏转。电偏转是根据电子在电场中要受电场力，并

向高电位方向移动这一原理实现的。大部分示波管使用电偏转的方法。在示波管电子枪的前方，有两对偏转板，一对水平放置，一对垂直放置，如图 1－81 所示。如果在水平放置的偏转板

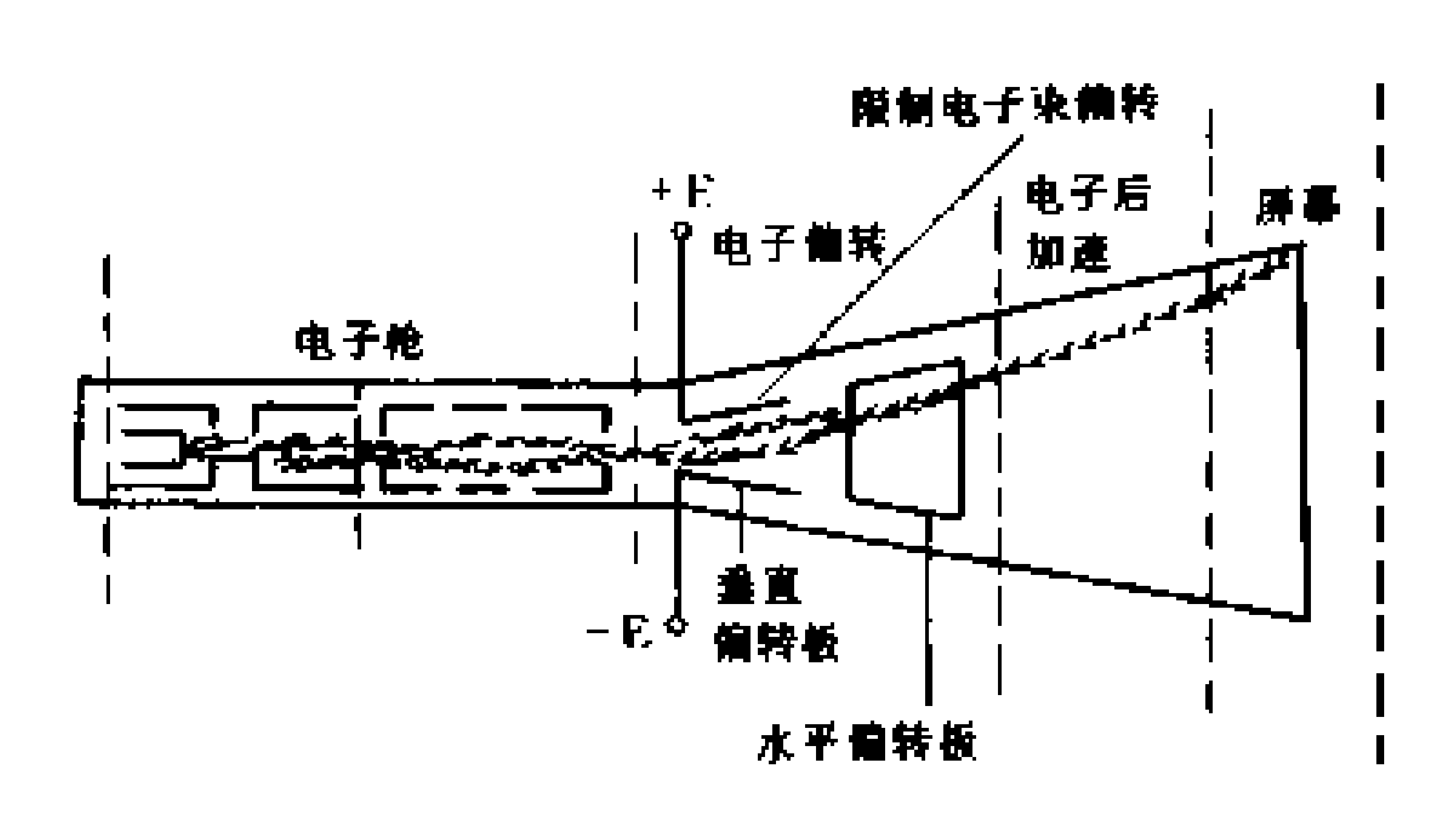


图 1－81　电偏转示意图

上加一电压，电子束就要受到电场力作用向高电位方向偏转；所加电压越高，电子束偏转角越大。如果加上变化的电压，电子束便随电压大小和方向的变化，上下摆动，在荧光屏上扫出一条垂直的亮线。这个作用叫做垂直偏转，或垂直扫描。因此，水平放置的偏转板叫做垂直偏转板。同理，若在垂直放置的偏转板上加上偏转电压，便产生水平扫描。这对偏转板叫做水平偏转板。受信号控制，垂直和水平扫描联合作用，便可扫出不同的曲线。

电偏转的优点是偏转系统的电路简单，消耗的功率小。尤其在扫描频率较高的情况下，这些优点更为突出。电偏转的缺点是偏转电场与电子透镜间会相互发生影响，使得聚焦、亮度变差，像差也较大。另外电偏转的偏转角不能太大，否则将有部分电子打到偏转板上，降低管屏边缘光点的亮度，见图 1－81。若要避免这种现象，在管面较大的电子束管中，管颈和锥体都要很长，变得很笨重。

(2) 磁偏转。鉴于电偏转的缺点，管面较大的显像管都采用磁偏转。磁偏转是根据运动电荷在磁场中会受电磁力的原理

实现的。物理学的定律告诉我们，在磁场中，垂直于磁场方向运动的电荷会受到磁场力，这个力叫做洛仑兹力。洛仑兹力 F 的大小与磁感应强度(即磁通密度)B、电荷的电量 q 及电荷运动速度 v 成正比，而且电荷运动方向与磁场方向的夹角 α 越接近 90° 洛仑兹力越大。上述关系可用公式

$$F = B_q V \sin\alpha$$

表达。电荷受力的方向用左手定则判断。将左手伸平，拇指与其他四指垂直，掌心迎着磁场方向，四指指向电荷运动方向，则拇指指向正电荷受力的方向，而负电荷(如电子)受力的方向与拇指指向相反，如图 1－82(a)所示。

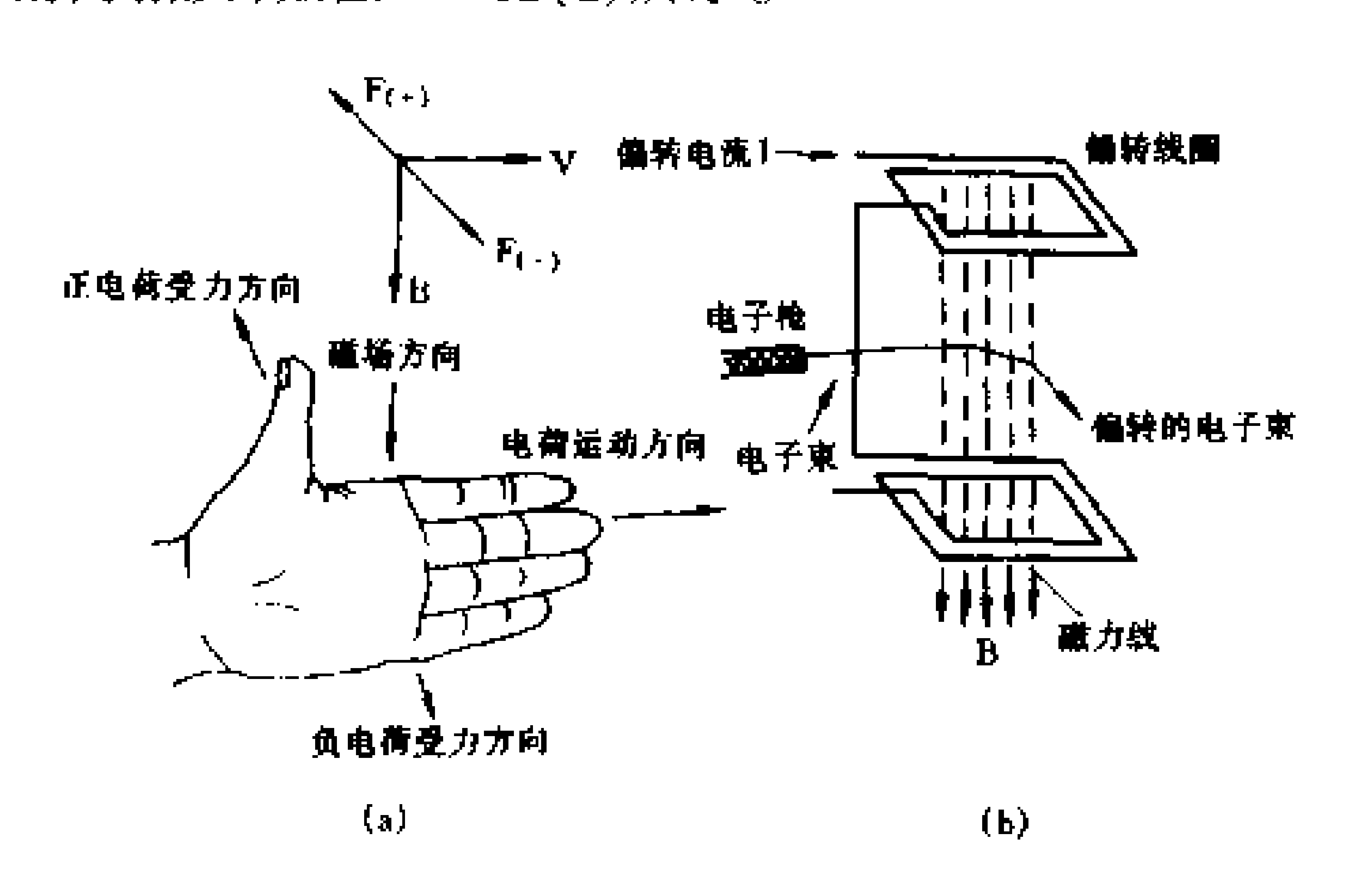


图 1－82　磁偏转示意图

在显像管的磁偏转装置中，偏转磁场是由一组通电线圈形成的。如果一对偏转线圈如图 1－82(b)所示的那样上下放置，并通过如图方向的电流(即偏转电流)，根据右手螺旋定则判断，应产生竖直向下的磁场。若有一向前射的电子束通过此磁场，根据左手定则，电子束受到向右的洛仑兹力，并向右偏转。线圈中电流越大，则磁场越强，电子束受力越大，向右偏转越多，或说

偏转角越大。连续增加偏转电流，电子束便从屏幕中心向右扫出一段水平亮线。若改变偏转电流方向，偏转磁场随着变成竖直向上，连续增加偏转电流时，便可扫出左半段扫描线。显然，在偏转线圈中，通过图 1－83 所示的锯齿形偏转电流时，便可自左至右地扫出一条完整的扫描线。这一对控制水平扫描的线圈，叫做水平偏转线圈或行偏转线圈。至于这个锯齿形偏转电流是怎样形成的，将在本书第十二章电视机部分介绍。

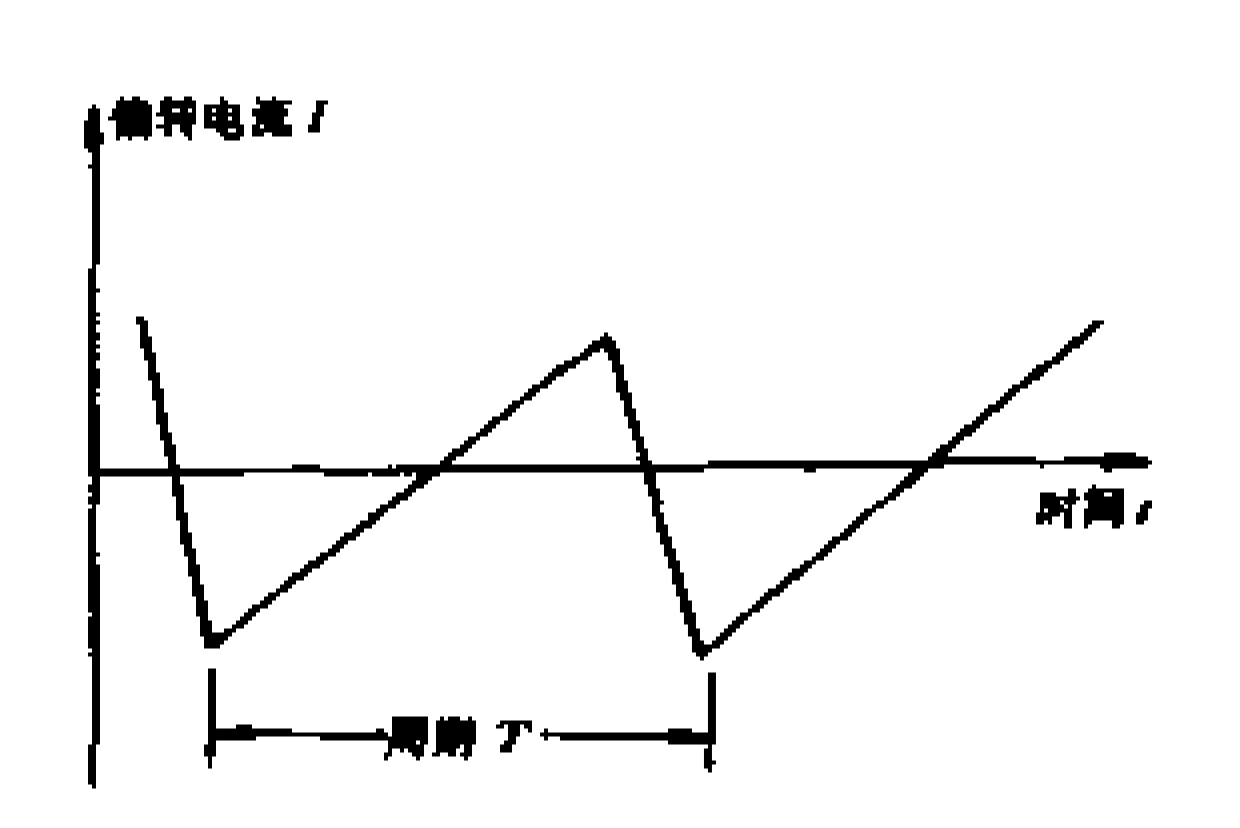


图 1－83　锯齿形偏转电流

同理，如果有一组偏转线圈，形成水平方向的磁场，便可扫出自上而下的扫描线。这个过程叫做垂直扫描、帧扫描或场扫描。这组偏转线圈叫做垂直偏转线圈、帧偏转线圈或场偏转线圈。

如果行扫描速度很快（我国规定广播电视行扫描周期 T_H，即扫一行的往返时间为 64μs、也就是扫描频率 f_H 为 15625Hz），而场扫描速度较慢（广播电视的场扫描周期 T_v 为 20ms，即场扫描频率 f_v 为 50Hz），那么行扫描和场扫描联合作用，就可以使电子束扫满整个屏幕。布满整个荧光屏的亮线叫做光栅。

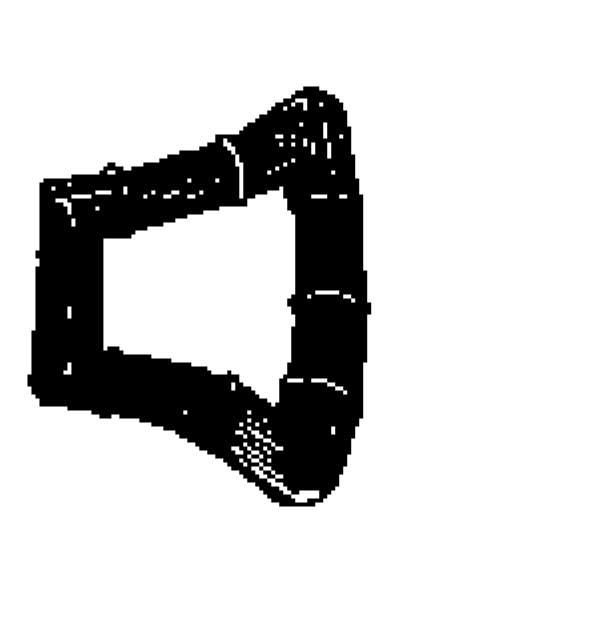
顺便指出，在显像管的电子束中，除电子外，还夹杂着比电子质量大得多的负离子。它们在电子枪加速、聚焦的过程中，与电子受力的大小及方向均相同，但因它们的质量较大，所以向前运动的速度低。它们穿过偏转磁场时，受到的洛伦兹力（与电荷运动速度成正比）较小，再加上它们的质量较大，所以偏转的角度很小，最终都打在屏幕中心的附近。若不采取措施，这些连续

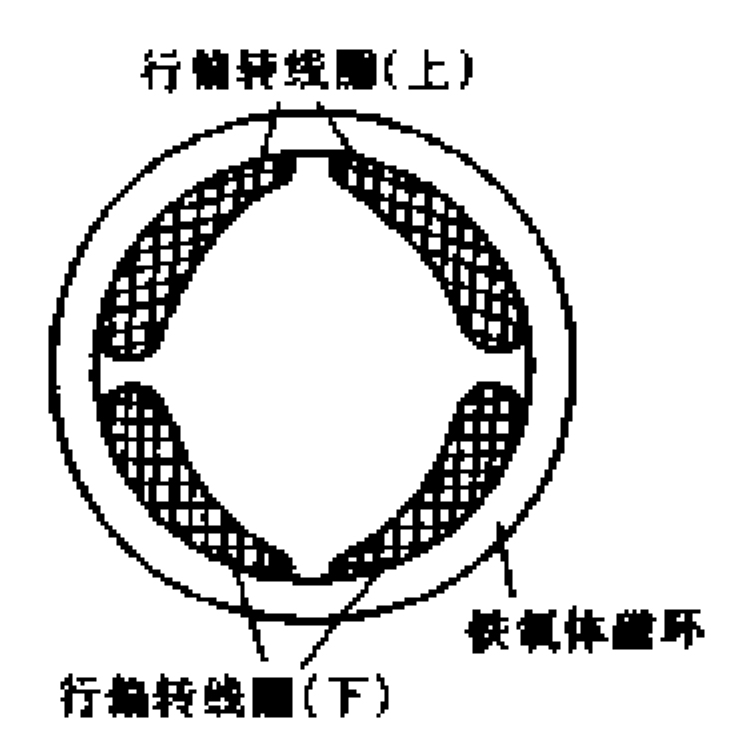
轰击的负离子会烧伤屏幕中心的荧光粉，出现不再发光的离子斑。荧光粉后铝膜的作用之一，就是阻止负离子穿过。从而避免了离子斑的出现。

(3) 黑白显像管的附件。通常把偏转线圈、中心位置调节器和校正磁铁叫做黑白显像管的附件。

① 偏转线圈。读者已经看到，偏转线圈是磁偏转系统的重要组成部分。它包括行、场两组偏转线圈，通常合为一体，构成一个组件。为产生均匀磁场，保证电子束在荧光屏上匀速地扫出矩形光栅，在偏转线圈上采取了一些必要的措施。

行偏转线圈分成两部分，上下对称地放置。为避免边缘磁场的影响，行偏转线圈用漆包线绕成两端上翘的马鞍形，见图 1－84(a)。它的导线不是均匀排列，而是按图 1－84(b)截面图所示的余弦分布规律排列。这样，便可在两偏转线圈间获得垂直方向的均匀磁场。为了加强磁场，以减小偏转电流，在行偏转线圈的外围，加有喇叭形的软磁铁氧化磁环。磁环的导磁率在 600 以上，便可提高磁场强度两倍，并起磁屏蔽的作用。


(a)马鞍形行偏转线圈



(b)行偏转线圈横截面图

图 1－84　行偏转线圈

场偏转线圈有多种形式，目前绝大多数都直接绕在上述磁环上，对称地分成上下两部分，见图 1－85(a)。电感量较大的

场偏转线圈需按余弦分布规律绕制，如图 1－85(b)所示。电感量较小的场偏转线圈，均匀绕制也可获得图 1－85(c)所示的水平方向的均匀磁场。

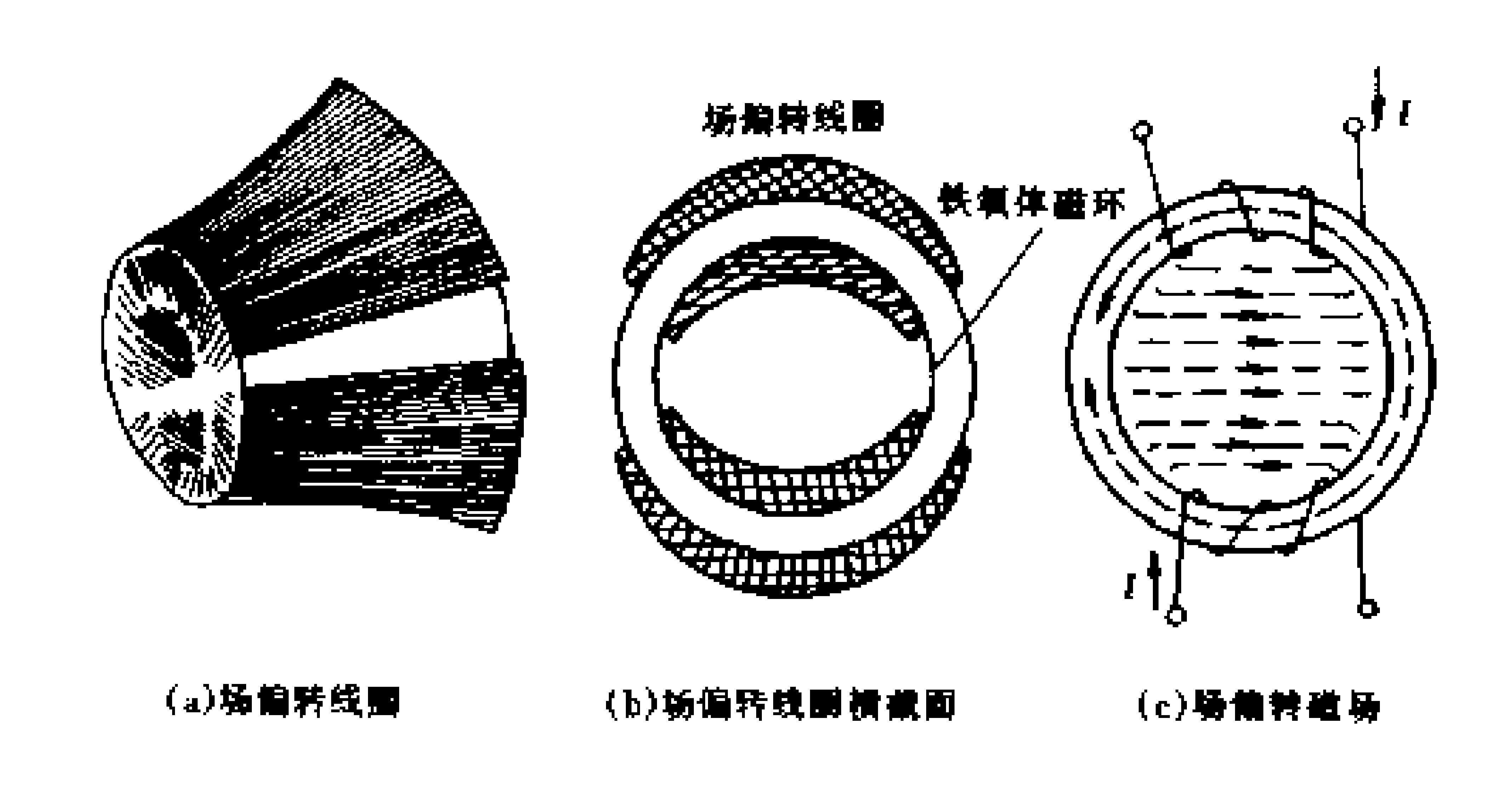


图 1－85　场偏转线圈和场偏转磁场

偏转线圈组件应紧套在显像管的管颈与锥体的过渡部位，直径不可过大，否则将要增加偏转功率。有时在显像管玻壳与偏转线圈之间还需垫有绝缘材料的薄膜，以避免偏转线圈与管内高电压打火。偏转线圈放置的前后位置也很重要。它越向管脚方向移动，光栅尺寸越大，但移动太多时，会因电子束过早偏转使偏转角大的电子打在管颈上，出现光栅的暗角现象。一般是以偏转线圈紧贴锥体为标准位置。

② 中心位置调节器。由于不可避免的显像管装配误差，致使在无偏转的情况下，电子束着屏点偏离屏幕的几何中心，图像不在中间位置。为克服这种现象，特在偏转线圈的后边配置了中心位置调节器。中心位置调节器由两个叠在一起的形状与性能完全一样的片状永久磁环组成。磁环以凸耳或缺口为标记，有一径向磁场，如图 1－86(a)所示。将两磁环叠在一起，便形成一个合成磁场。两标记重合时，磁场相加，合成磁场最强。当

两标记分别向两侧对称旋转时，合成磁场的方向不变，而强度减弱（见图1-86(b)）。当两标记转到同一直径的两端时，两磁场抵消，合成磁场为零。比较图1-86(b)与图1-86(c)就可发

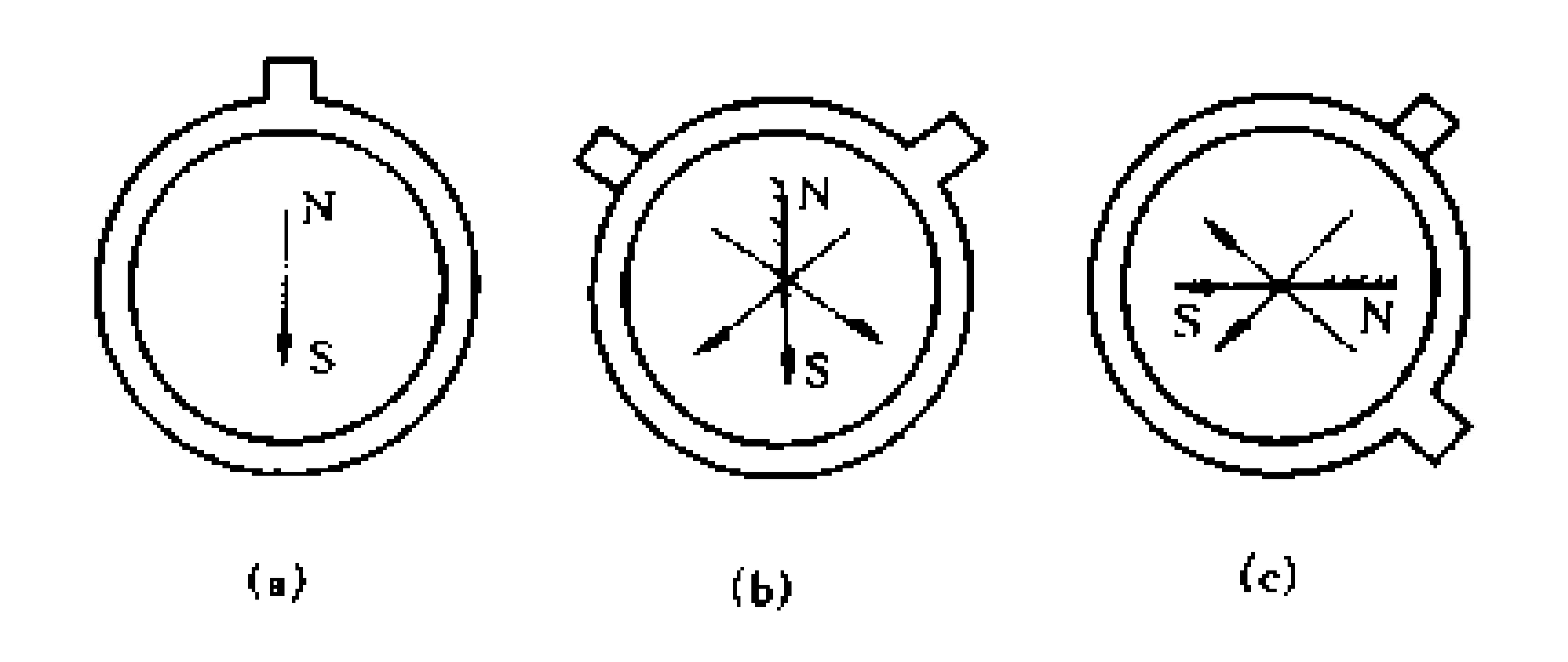


图1-86 中心位置调节器的磁场

现，当两片磁环叠在一起旋转时，磁场强弱不变，而方向随着标记而改变。这样旋转两片磁环，就可获得大小和方向均可变化的径向磁场。根据磁偏转的原理，利用这个附加磁场，给电子束一个附加偏转力，就可校正电子束着屏点的位置。

③ 校正磁铁。由于某种原因，可能使电子束扫出的光栅不成矩形，这叫做光栅的几何失真。为了校正几何失真，有时需在偏转线圈或锥体附近设置柱形或片形永久磁铁，称为校正磁铁。利用调节校正磁铁的方向和位置的方法，改变由它形成的局部附加磁场，使射向屏幕边缘的电子束受到附加的偏转力，可以达到校正几何失真的目的。

5. 显像管和示波管的主要参数

显像管的主要参数可归结为电参数、机械参数和光性能参数三大类。由于两种管子的用途不同，它们的主要参数稍有区别。现将几个主要参数分述如下。

显像管的机械参数包括管型的几何尺寸和重量，其中明确给出了与电路设计有关的偏转角和管颈直径。光性能参数主要有光点直径（一般小于0.2mm）、最大亮度（一般不低于150cd/m²

(坎[德拉]/米²))和分辨率(一般中心部分不小于 600 线，四角及边缘不小于 500 线)。电参数给出典型工作条件下各极电压和灯丝电流的数值以及调制特性。

显像管阴极电流 i_k 随调制极电压(调制极对阴极的电压) V_{gk} 的变化关系曲线叫做显像管的调制特性。图 1-87(a)所示为一种典型的调制特性。阴极电流为零时所需的调制极对阴极间的最小负电压 V_{gk} 叫做截止电压。同一型号显像管的截止电压相差很大，参数表中给出一个范围(并非指同一只显像管的截止电压有这样大的变化)。

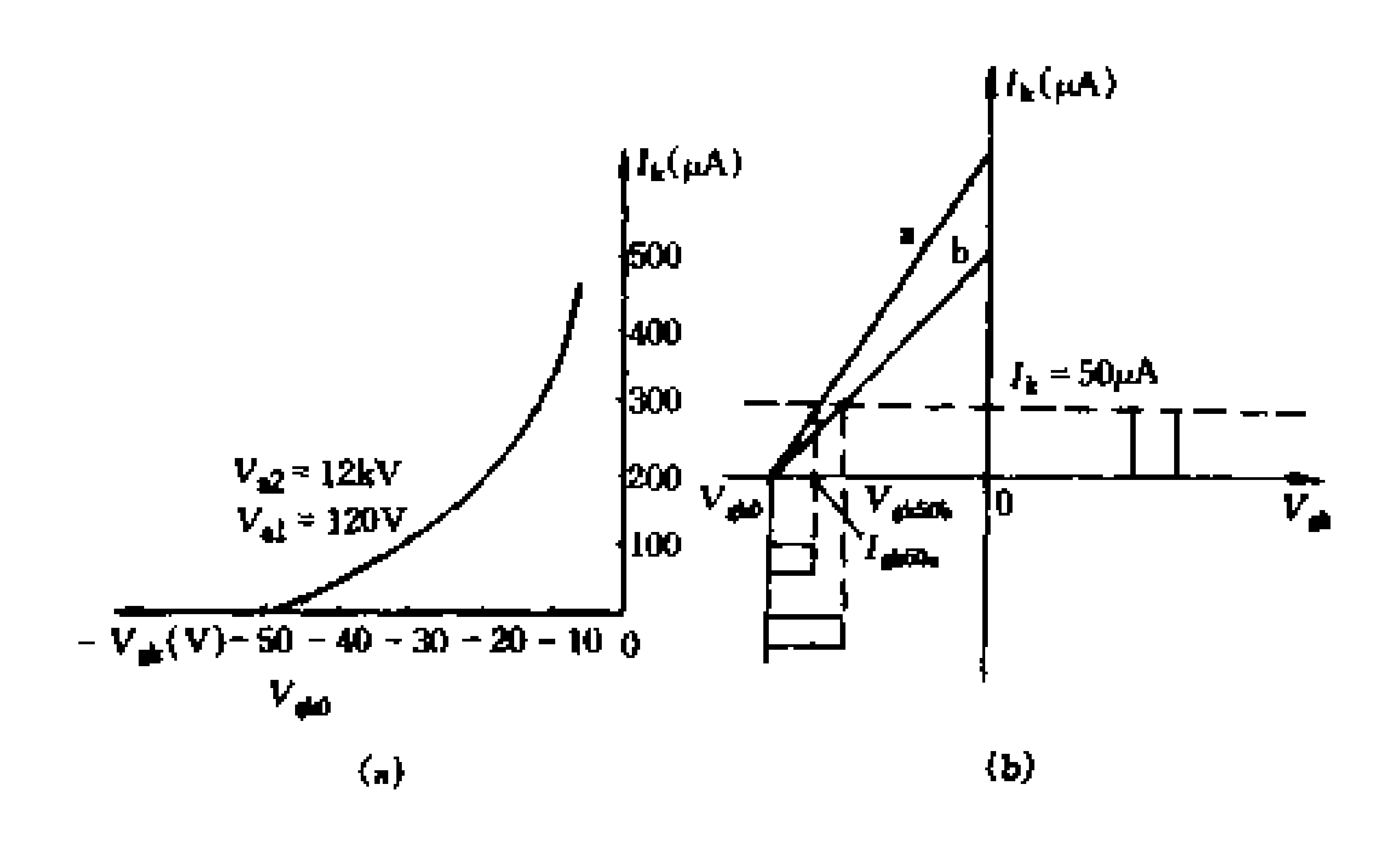


图 1-87 显像管调制特性

调制量 ΔV_{gk} 是标志调制灵敏度(V_{gk} 每变化 1V，引起屏幕亮度的变化量)的参数。它是指显像管截止电压 V_{gko} 与阴极电流为 50μA 时的调制极电压 V_{gk50} 的差值，即 $\Delta V_{kg} = |V_{gko}| - |V_{gk50}|$。$\Delta V_{gk}$ 值越小，说明调制特性越陡，即调制灵敏度越高。当显像管老化时，调制量 ΔV_{gk} 加大，调制灵敏度会降低。在图 1-87(b)中，曲线 a 的 ΔV_{gk} 较小，当 V_{gk} 变化较小时，便可引起电子束电流较大的变化，从而造成屏幕亮度较大的变化。

通常在显像管说明书中，只给出截止电压 V_{gko}和最大调制量 ΔV_{gkm}，而不画出它的调制特性。最大调制量 ΔV_{gkm}是调制量 ΔV_{gk}的最大值，反映着显像管的最低调制灵敏度。通常，截止电压大的显像管，最大调制量也大。这种显像管，不但调制灵敏度低，而且还给电路带来一定困难。

六、彩色显像管

彩色显像管是重现彩色图像的关键器件，它的构造和工作原理有与黑白显像管相类似的地方，也具有电子枪和荧光屏两大部分。但又有根本区别，一方面，它的荧光屏按一定规律分布有能发出红、绿、蓝三种基色光的荧光粉，另一方面，它有三个阴极，能发射三个电子束，在行场偏转线圈和扫描电流的作用下，三个电子束按同一规律扫描，并分别轰击各自对应的荧光粉，以得到不同的基色。当三个电子束受各自的基色电压控制时，因电子束的强弱不同，三种荧光粉的发光强度也不同。根据空间混色原理，就会重现不同色调的彩色光。彩色显像管的种类很多，如三枪三束荫罩管、单枪三束管、自会聚管等。目前使用的几乎都是调整方便的自会聚彩色显像管。这里，我们将着重介绍这种显像管的构造和基本工作原理。

自会聚彩色显像管的结构如图 1－88 所示。它与偏转线圈配套生产。尾部附有色纯度调整磁环和一对四极磁环及一对六极磁环用以调整电子束的会聚。

1. 电子枪

自会聚管电子枪的结构如图 1－89 所示。它有三个独立的阴极 B、G、R，它们作水平一字形排列，可发射三个电子束，分别用来轰击蓝、绿、红荧光粉。通常，轰击绿荧光粉的电子束在中间，轰击红、蓝荧光粉的电子束在两侧。栅极为单片三孔结构，

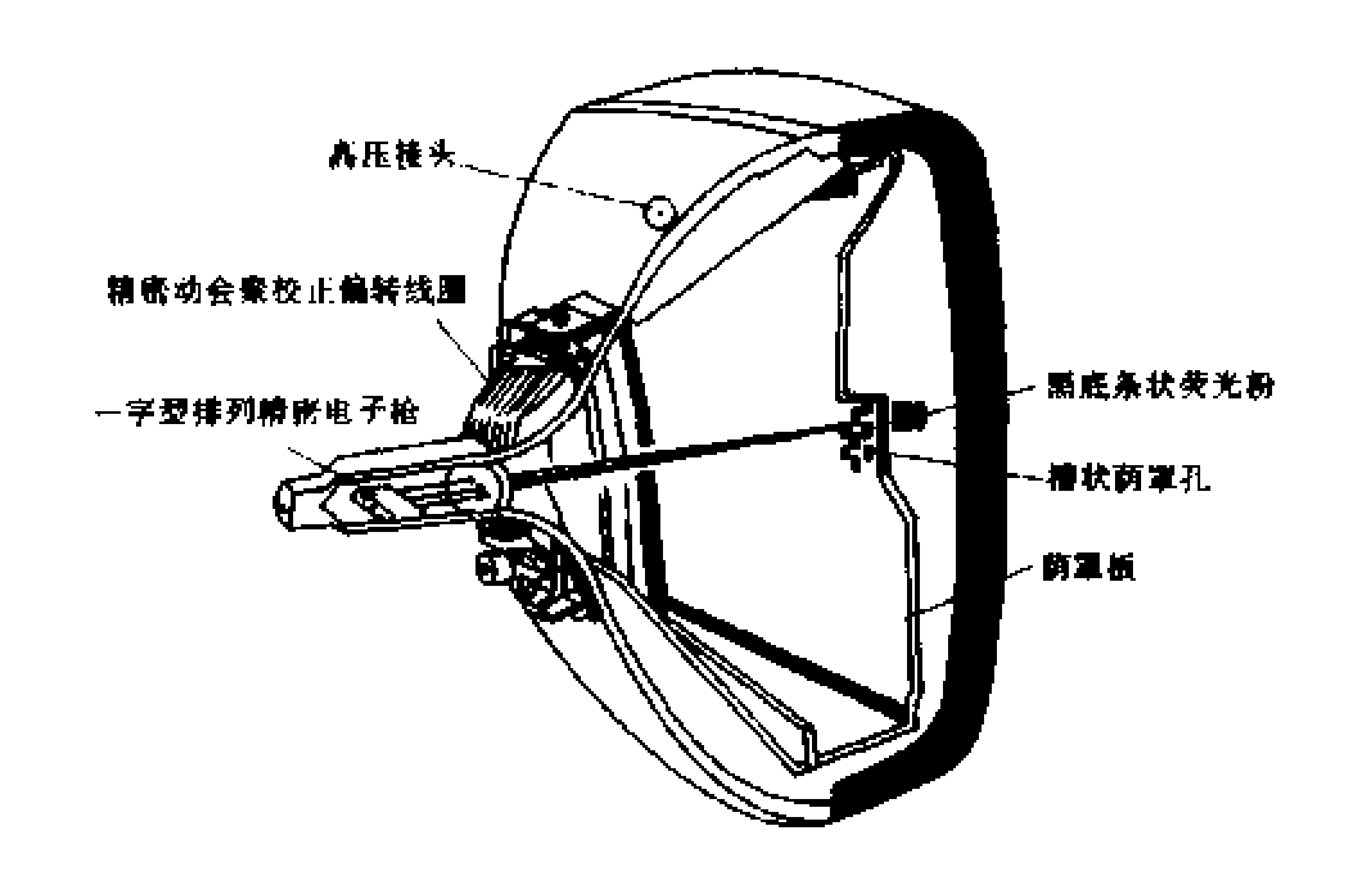


图 1－88　自会聚彩色显像管的构造

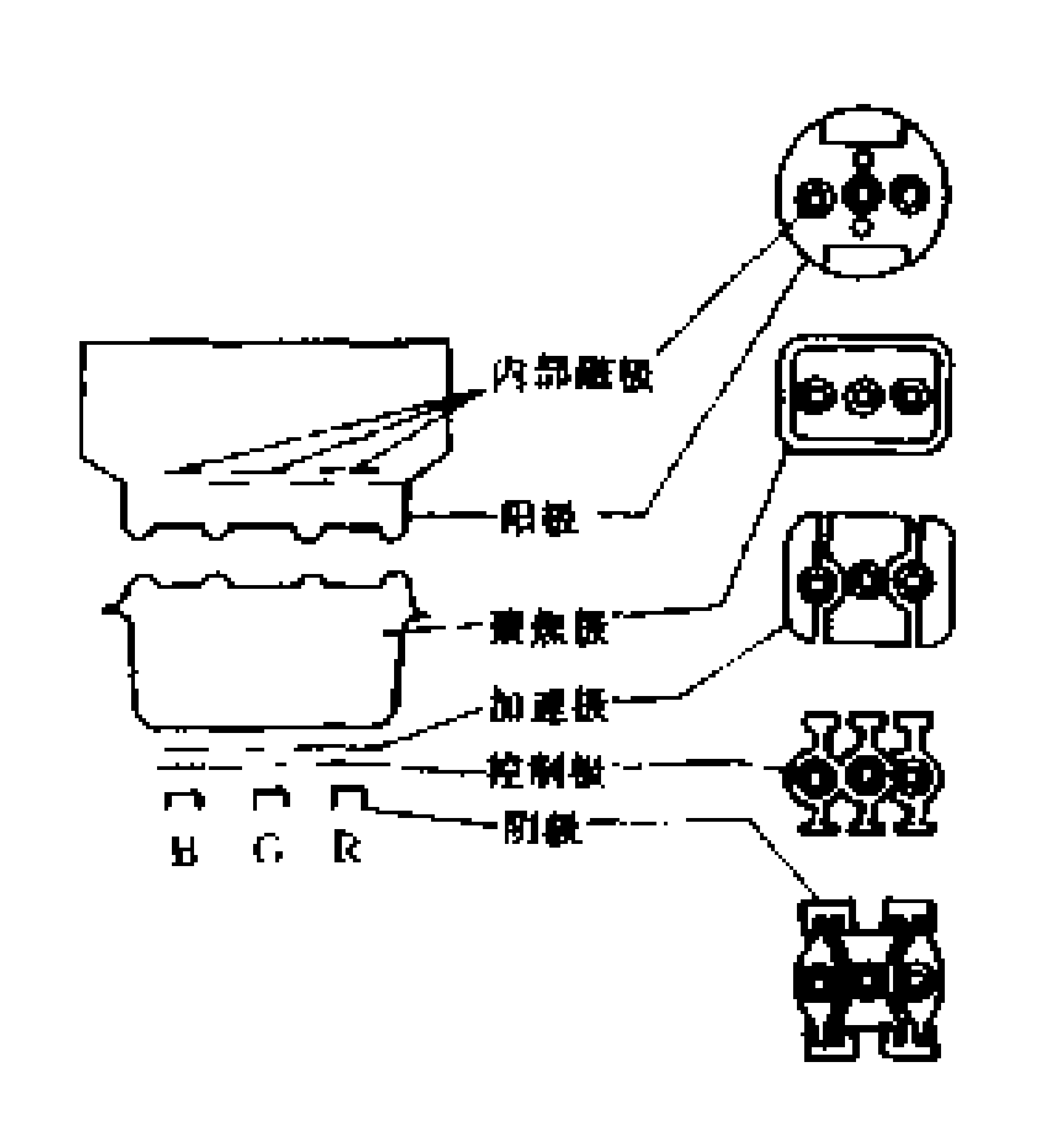


图 1－89　自会聚电子枪

使束与束之间的距离只取决于所用模具的精度，不受装配工艺的影响，保证三条电子束定位精确。

在电子枪的顶部装有四个磁环（图 1－90），其中两个磁环位于两个边束的阳极孔上并与之同心，称为磁分路器，用以使两个边束形成的光栅尺寸减小；另外两个磁环位于中心束的上下方，用以增强磁场，叫做磁增强器。这四个磁环的作用是为了使蓝、绿、红三个基色的光栅重合。

2. 荧光屏和荫罩板

涂敷在玻璃屏幕上的三种荧光粉呈垂直条状排列，且为小

槽形。在荧光粉条之外的部分涂有黑色吸光材料——石墨，使其不会反射杂散光，以提高图像的对比度。

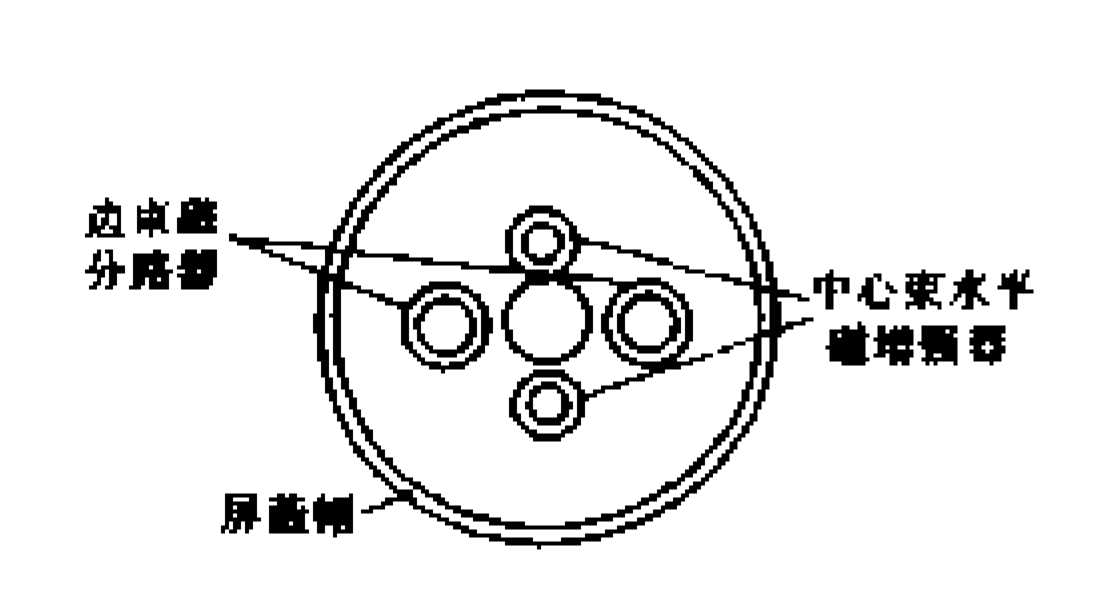


图 1－90　磁增长器和磁分路器

为了确保电子束在扫描过程中始终轰击各自对应的荧光粉，在显像管玻璃屏幕的后方约 1cm 处，固定着一块有槽孔的钢板，称为荫罩板，板上有几十万个小孔，令三个电子束都同时通过同一个小孔进行会聚，穿过小孔的电子束就一定能击中各自对应的荧光粉。为了提高电子束透过荫罩板对荧光屏的命中率，荫罩板槽孔比电子束的直径稍小。另一方面，电子束的能量会有一部分耗散在荫罩板上。所以，为了得到足够的亮度，只得提高阳极电压并增大射束电流。为此，自会聚彩管的阳极电压高达 22kV～25kV，射束电流大于 1mA。

3. 偏转线圈

自会聚管采用的是特制的环形精密动会聚校正型偏转线圈，用以产生三条电子束动会聚所需要的会聚磁场，使三条电子束在整个荧光屏上自动会聚。这种偏转线圈一般是低阻抗的，圈数少，体积小。水平和垂直两对偏转线圈绕在预先刻槽的环形塑料骨架的沟槽内，每匝都有精确的定位，并可作细微调整。

自会聚彩色显像管都与偏转线圈、校正磁环等附件配套调整准确，色纯度、静会聚、动会聚都达到最佳状态，用环氧树脂把它们固定在管颈上(图 1－88)，与显像管构成一个整体，使用中一般不需要再作会聚的调整。

4. 色纯度和会聚

所谓色纯度，是指单色光栅的纯净程度，即红、绿、蓝基色信号控制的电子束分别轰击与其对应的红、绿、蓝三色荧光粉，而

不触及其他荧光粉；比如，在只有红基色信号时，电子束只轰击红荧光粉，屏幕呈现纯正的红色光。自会聚管的色纯只要调整色纯磁环（两环相对旋转，产生附加磁场，使电子束产生位移）即可得到满足。色纯度调整磁环的结构和工作原理与黑白电视机中的中心调整磁环类似。

会聚是指三个电子束透过同一个荫罩孔后分别轰击同一组荧光粉，或者说在扫描过程中应始终令三个电子束都同时通过同一个荫罩孔（在一孔会合或叫会聚）以便正确激发对应的荧光粉。电子束在屏幕中心部位的会聚又称静会聚（无偏转或偏转很小）；偏转过程中的会聚又称动会聚。四极和六极磁环是用来作静会聚校正的，它们置于色纯磁环前面，其工作原理也是利用它们相对旋转时造成的附加磁场改变电子前进路径以获得静会聚。至于动会聚问题，这种显像管的偏转线圈是经过特殊设计精密绕制而成的，而且与显像管配套生产，在生产过程中已预先配置和调整好，一般，无需进行调整，这也是自会聚管的最大优点。

色纯磁环，静会聚四极六极磁环的安装位置、构造和附加磁场的情况如图 1－91 所示。

归纳起来，自会聚彩色显像管的优点如下：

(1) 精密一字形电子枪。自会聚管的三个阴极水平一字形排列。栅极结构为单片三孔，使三条电子束的间距准确。而加速极、聚焦极又都采用公共引出线，所以结构误差小，会聚误差也小。

(2) 聚焦性能好，清晰度高。

(3) 荫罩板的荫罩孔为长方形且按品字形排列，增加了机械强度，不易变形。

(4) 荧光屏采用黑底技术，在电子束不轰击的部分涂以黑

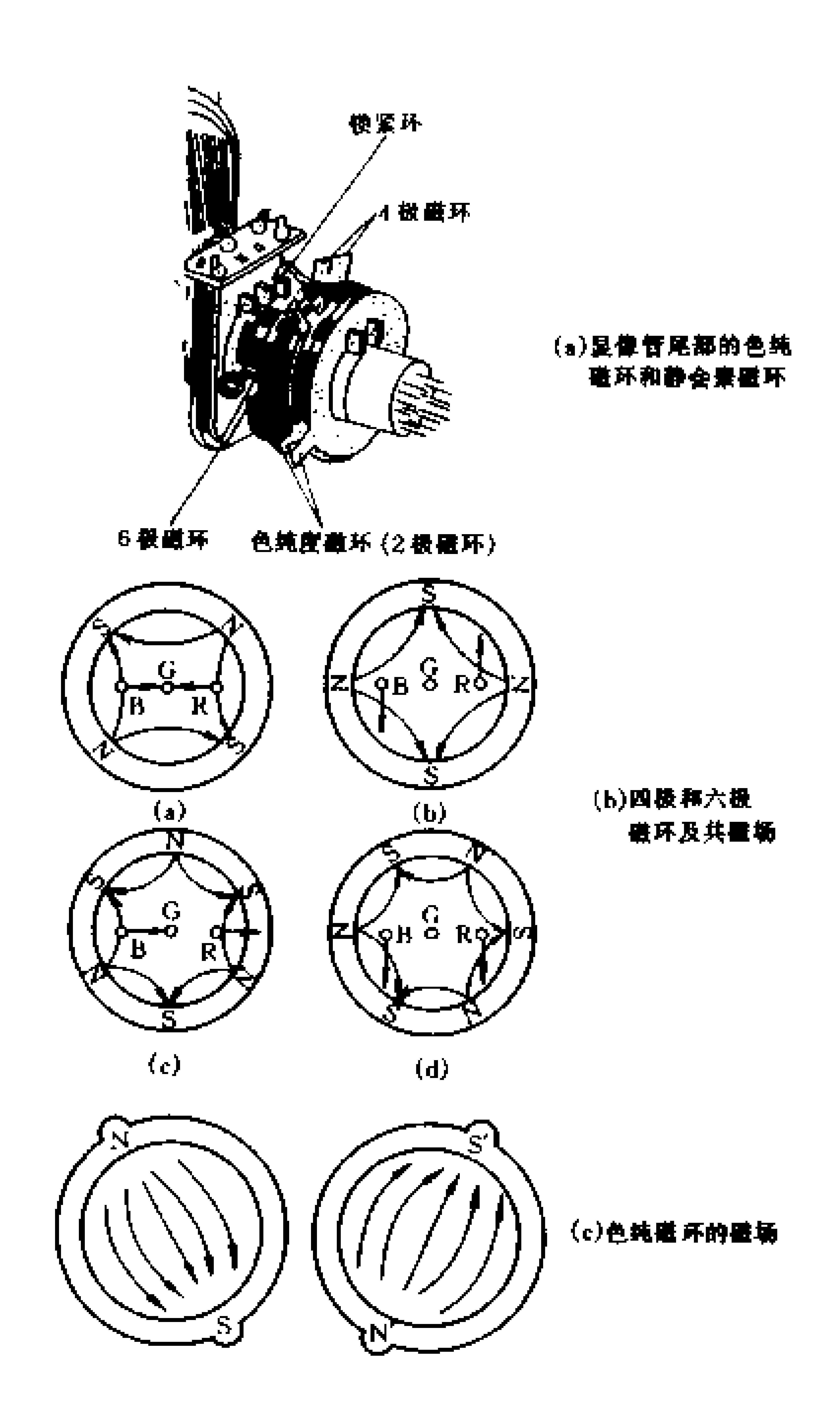


图1-91 色纯磁环及静会聚磁环构造及其磁场

色吸光材料,可吸引杂散光,提高对比度。

(5) 不需要会聚电路。显像管与配套的偏转线圈使得会聚误差极小,不需要专用电路调整。

(6) 阴极启动快。用特殊设计的阴极并改善阴极与灯丝结构,使得开机后5s左右即显示图像,不需预热时间。

5. 平面直角彩色显像管

近年来，平面直角形彩色显像管受到用户的欢迎，大有取代球面形或柱面形彩色显像管的趋势。平面直角形显像管也称全方形显像管(FST)，其优点是：

(1) 屏幕大，同样尺寸的显像管，普通管四角呈圆角，且荧屏不是平面，所以其对角线尺寸就没有平面直角管大，由于仍是自会聚方式，调整同样方便。

(2) 视角大，由于平面直角管屏幕尺寸大于普通管，所以图像范围增加，视角增大。

(3) 图像失真小，普通管荧屏呈弧形，所以画面是凸形失真画面，而平面直角管却无此缺点。

(4) 减小了杂散光的影响，在观众同样的视角下，弧面管的张角大于平面管的张角，所以平面管受杂散光的影响相对要小些。

(5) 减小了空间，造型更美观。

6. 消磁线圈和自动消磁电路(ADC)

地球磁场和外界磁场会对彩色显像管的电子束产生附加偏转作用，从而破坏色纯和会聚。为避免它们的影响，在彩色电视机的显像管锥体部分周围，加绕有消磁线圈，并与自动消磁电路连接，以便电视机在工作之初，消除外界磁场在金属屏蔽罩上产生的剩磁和外磁场的影响。自动消磁电路如图 1－92

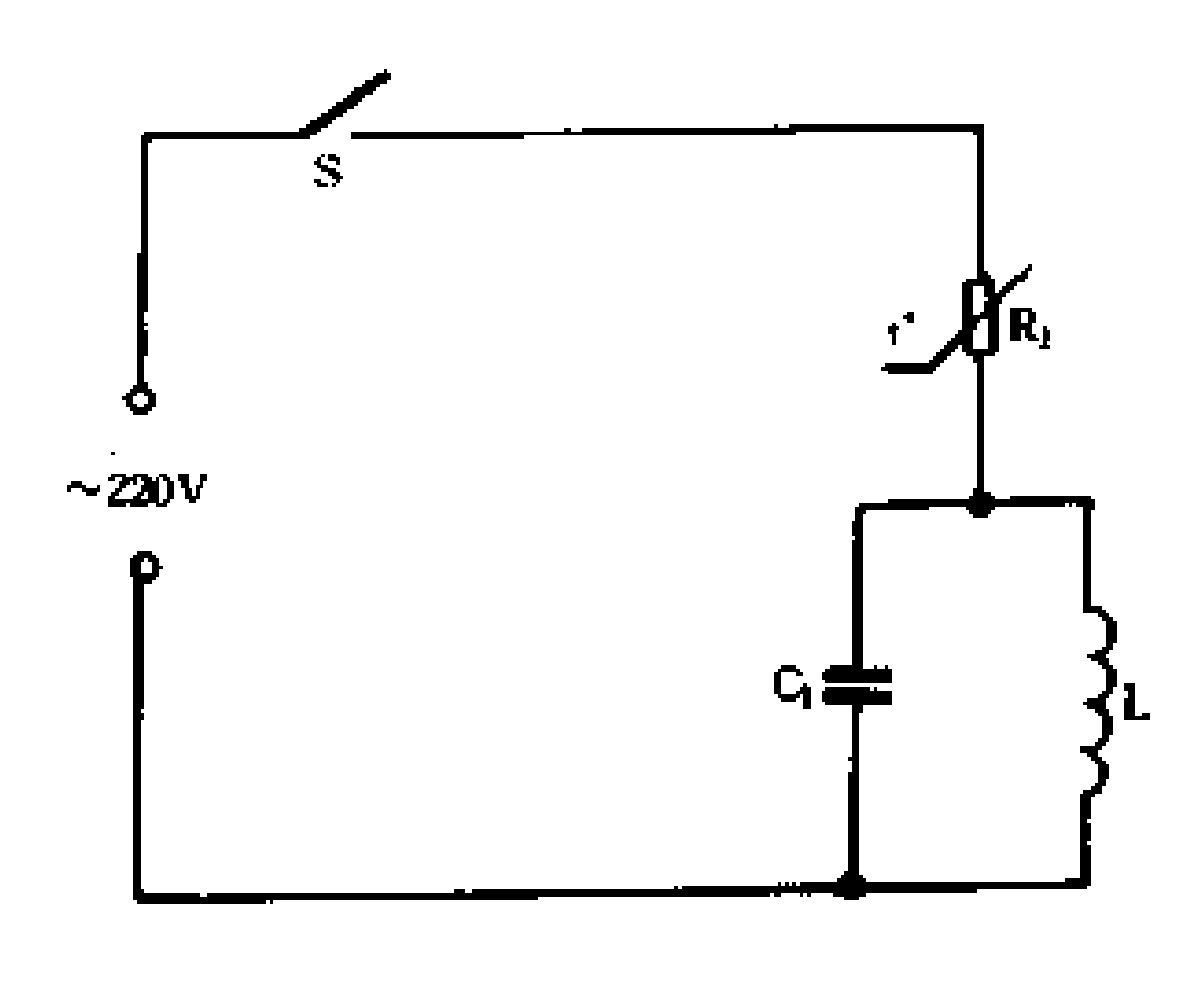


图 1－92　自动消磁电路

所示。

图中，R_1 为正温度系数的热敏电阻，L 为消磁线圈，该消磁线圈置于锥体部分且靠近荧屏的位置，C_1 是消除行频寄生振荡的电容。消磁电路经电源开关 S 与 220V 市电相联。当开启电源时，由于 R_1 在冷态，电阻较小，消磁线圈流过较大的市电电流，随着时间增加，R_1 发热，电阻值迅速上升，流过消磁线圈 L 的电流随之衰减，最后稳定在一较小数值上，消磁线圈中的电流波形如图 1-93 所示。通过消磁线圈的衰减电流，产生一个迅速衰减的交变磁场；该交变磁场就消除了显像管金属屏蔽罩上的剩磁。当然，由于电视机放置的方向长期与地磁场不一致，或者附近有强磁性物质的影响，也还难免会使显像管受磁，这时，就需要用更强有力的专用消磁器去消磁了。

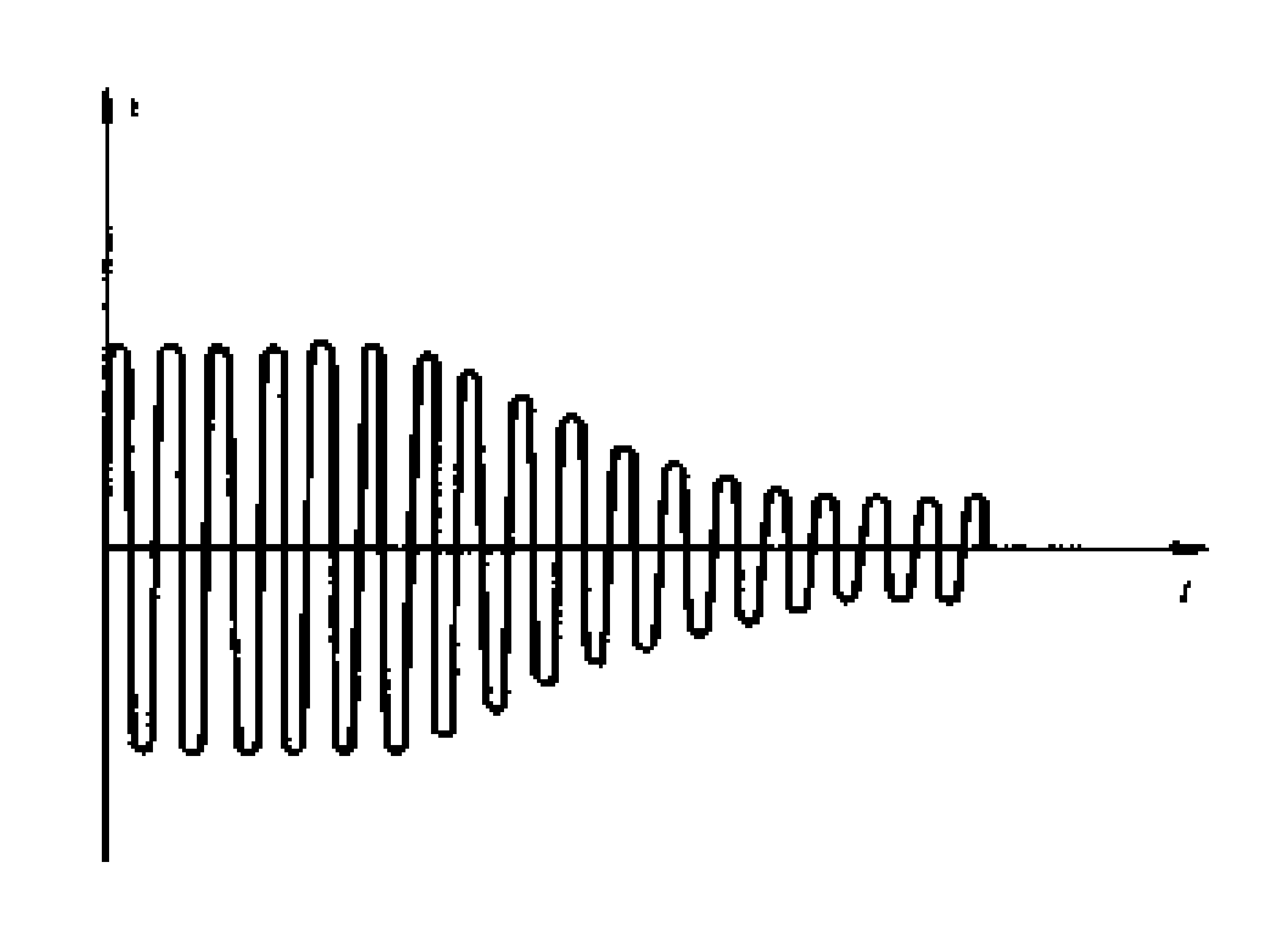


图 1-93 消磁电流波形

第二章
放大电路基础

无线电爱好者对放大电路早已并不陌生，从初次试装最简单的收音机，就开始跟放大电路打上了交道。大家熟悉的扩音机，就是一种典型的放大电路（图 2-1），话筒把声音转换成电压和电流的变化，也就是常说的电信号。随着

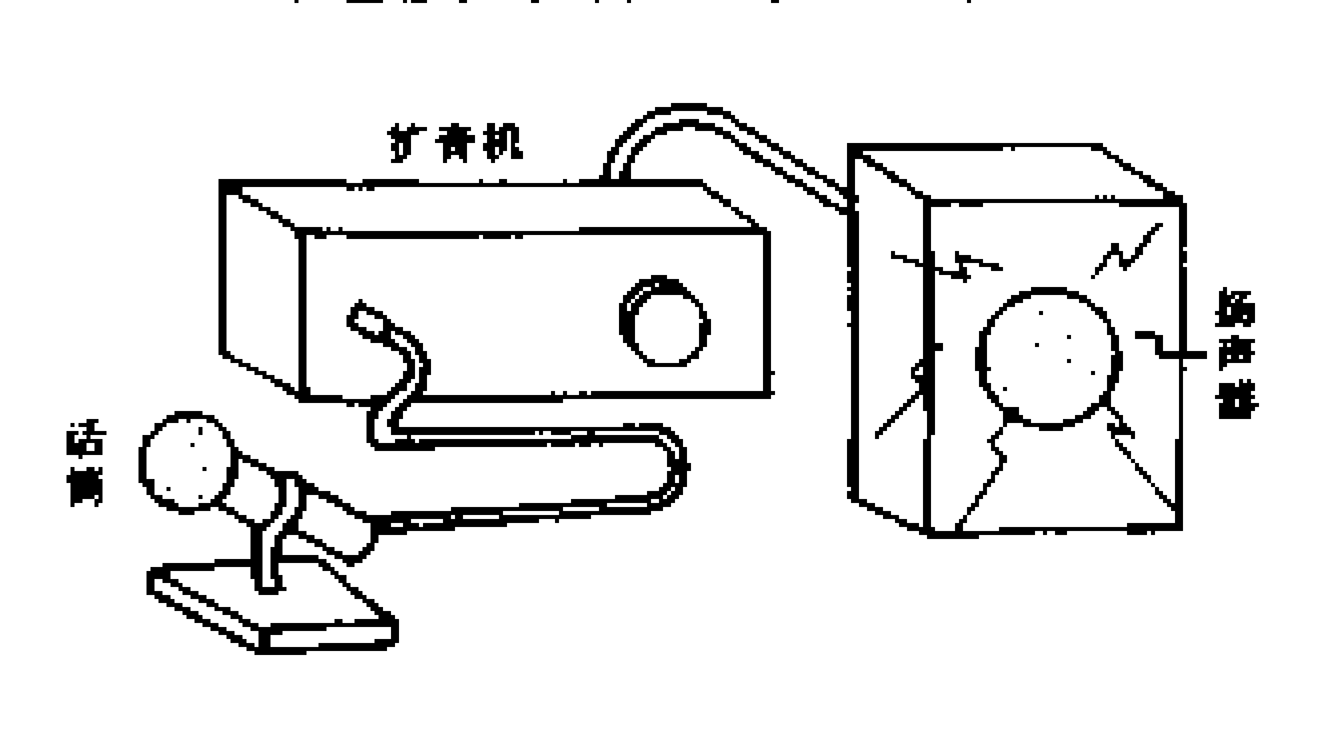


图 2-1 扩音机示意图

声音的高、低、强、弱而变化的电信号，被扩音机中的放大电路放大后，输出足够的信号功率，推动扬声器发出宏亮的声音。显然，放大电路输入的是比较微弱的信号电压和信号电流，输出的却是经过放大的较大的信号电压和信号电流。换句话说，放大电路能把微弱的信号功率进行放大，输出较强的信号功率。需要特别说明的是，不管放大电路把输入信号放大多少倍，输出的信

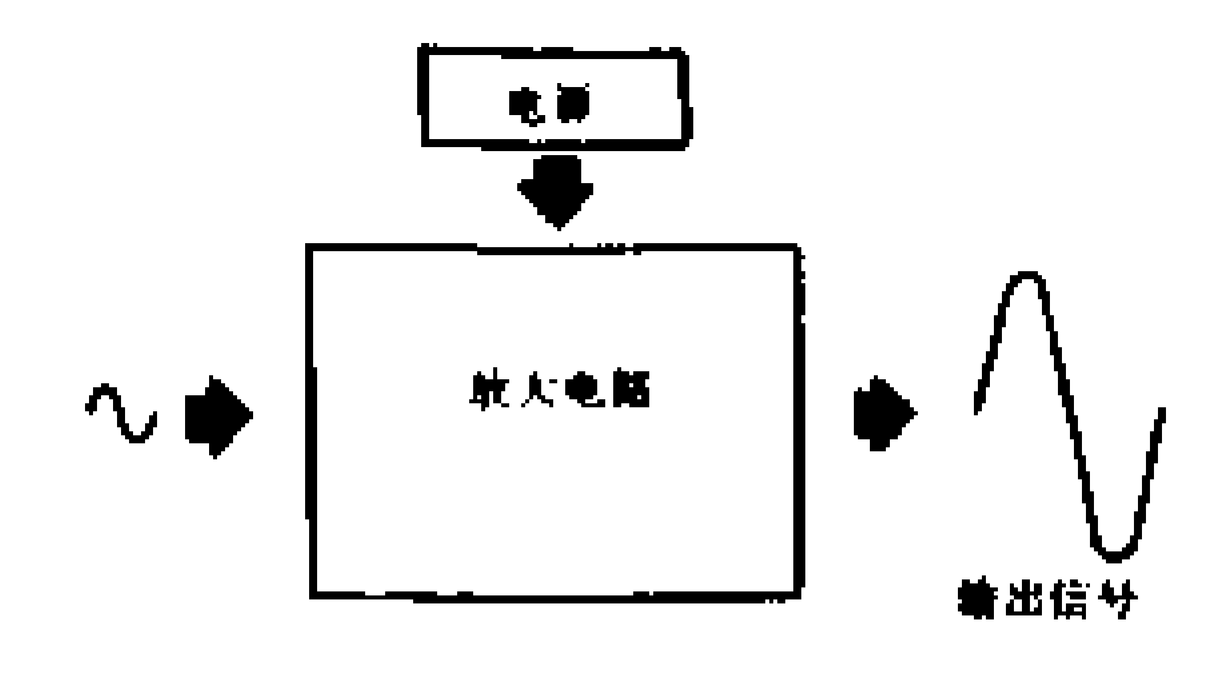


图 2-2 放大电路方框图

号功率都是由电源供给的。图 2-2 是放大电路的方框图。放大电路的作用只是把电源的电能转换成随输入信号变化的输出

量，所以，放大作用实质上是一种能量控制作用。在放大电路中，起着能量控制作用的器件，如晶体管、场效应管和电子管等，称为有源器件。以有源器件为核心，以直流电源为能源，配置必要的电阻器、电容器等电子元件，就组成了放大电路。

放大电路是无线电电子设备中最重要的单元电路，也是无线电爱好者首先需要学习和深入掌握的基础电路。放大电路有多种形式，按信号强度大小可分为小信号电压放大电路和大信号功率放大电路；按频率高低，可分为低频放大电路和高频放大电路；按频带宽窄，可分为宽频带放大电路和窄带选频放大电路；按有源器件的类型，又可分为晶体管放大电路、场效应管放大电路、电子管放大电路和集成放大电路等。本书将对上述各种形式的放大电路先后进行较为细致的介绍。

第一节　放大电路的组成和主要性能指标

一、放大电路是怎么组成的

图 2－3 所示是晶体管单管放大电路的原理图。图中的晶体管 VT 是放大电路的核心，它具有能量转换和控制的能力，起着电流放大作用。为了使晶体管工作于放大状态，在晶体管基极和发射极之间接入了基极直流电源 E_b，使发射结处于正向偏置，E_b 和基极电阻 R_b 提供了合适的静态基极电流 I_b；集电极直流电源 E_c 是放大电路的能源，它提供了晶体管所需的能量，同时使集电结处于反向偏置。电阻 R_c 是晶体管集电极负载电阻，利用它把晶体管集电极电流的变化转换成电压的变化送到放大电路的输出端。有待放大的输入信号电压 ΔV_{sr} 通过 R_b 加在晶体管的基极和发射极之间，放大后的输出信号电压 ΔV_{sc} 则从集

电极和发射极之间输出。显而易见，发射极是输入回路和输出回路的公共端，所以图 2－3 称为共发射极放大电路。

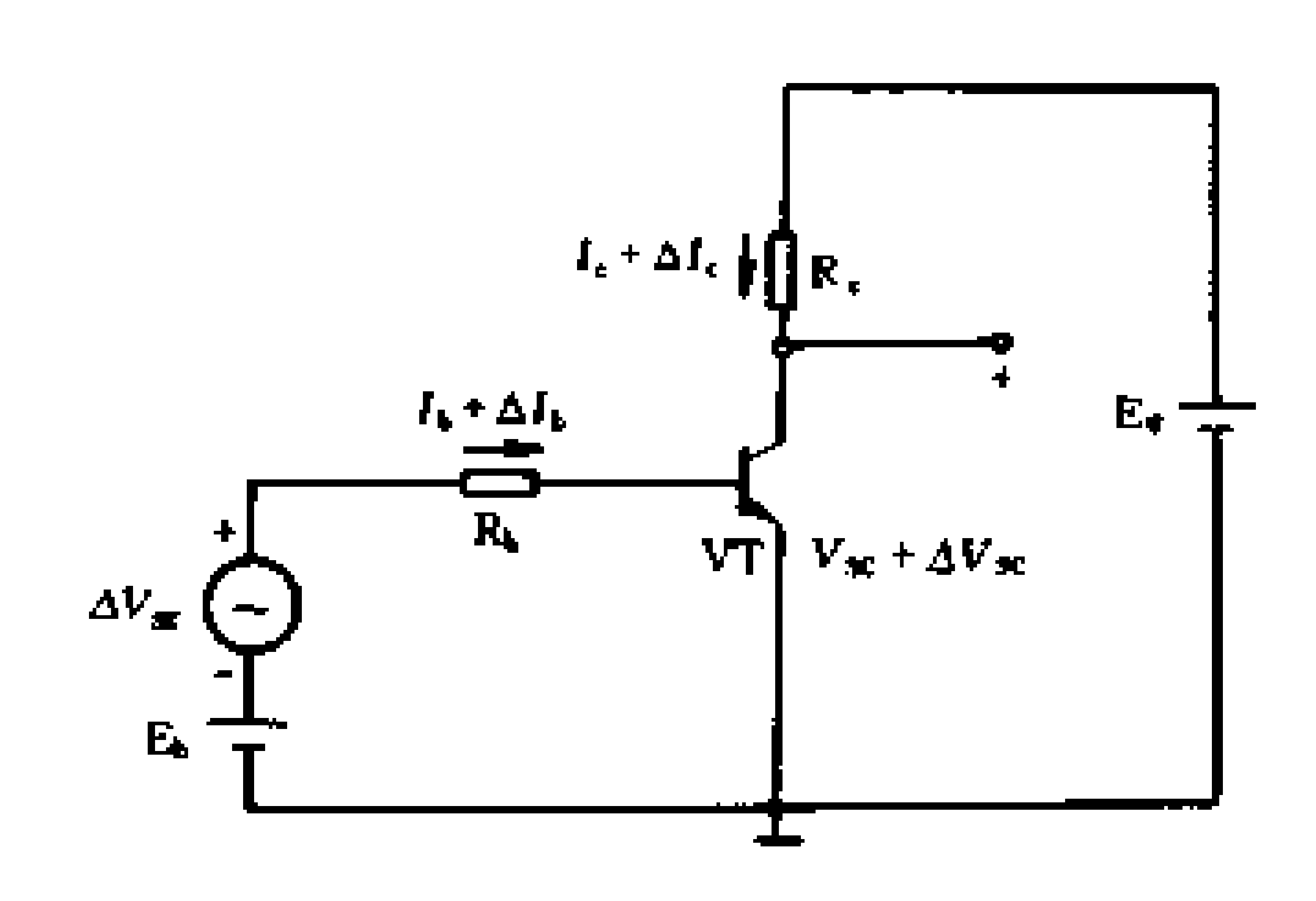


图 2－3　单管放大电路原理图

在未加输入信号电压 ΔV_{sr} 时，电路处于直流工作状态，称为静态。ΔV_{sr} 输入电路后，将使加在 R_b 和发射结上的电压发生变化，即由 $E_b \to E_b+\Delta V_{sr}$。于是，晶体管的基极电流也相应发生变化，由 $I_b \to I_b+\Delta I_b$。基极电流被晶体管放大后，集电极电流由 $I_c \to I_c+\Delta I_c$。集电极电流流过 R_c，R_c 上的电压降也由 $V_{RC} \to V_{RC}+\Delta V_{RC}$。由图 2－3 可见，输出电压等于电源的直流电压 E_c 与 R_c 上的电压降之差，它由 $V_{sc} \to V_{sc}+\Delta V_{sc}$。如果电路参数选择合适，就可获得比 ΔV_{sr} 大得多的 ΔV_{sc}，从而实现了电压放大。

放大电路在放大电信号的过程中，电路中各部分的电压和电流都是由两部分组成的：第一部分是由直流电源 E_c 和 E_b 建立的直流量，如 I_b、I_c、V_{RC} 等；第二部分是随输入信号电压而变化的交流量，如 ΔI_b、ΔI_c、ΔV_{RC} 等。交流量迭加在直流量之上，因此放大电路是交流量与直流量共存的电路。

二、放大电路的主要性能指标

为了衡量放大电路性能的好坏，无线电爱好者在调整与测

试放大电路时，需要了解放大电路的主要性能指标。图 2－4 所示是用来说明放大电路性能指标的方框图。图中 V_s 是测试信号，一般采用正弦信号发生器作为信号源，R_s 是信号源的内阻，R_{fz}是接到放大电路输出端的负载电阻。

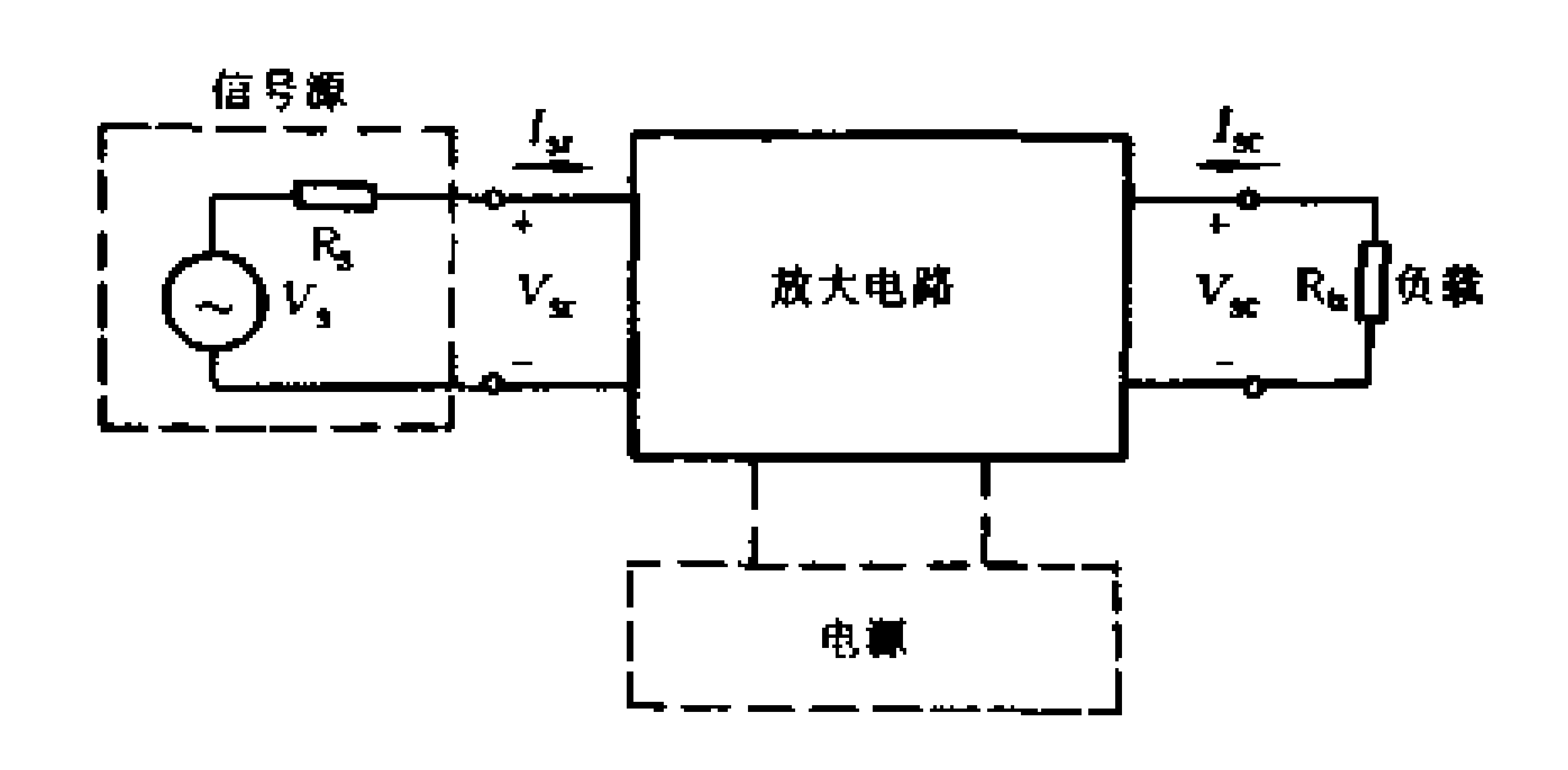


图 2－4　放大电路性能指标测试图

声频放大电路的主要性能指标有以下几个：

1. 放大倍数

放大倍数是衡量放大电路对电信号放大能力的指标，常称为放大电路的增益。它的定义为输出变化量的幅值与输入变化量的幅值之比，可分为电压放大倍数、电流放大倍数和功率放大倍数，即

电压放大倍数用 K_v 表示，定义为

$$K_V = \frac{V_{sc}}{V_{sr}}$$

电流放大倍数用 K_I 表示，定义为

$$K_I = \frac{I_{sc}}{I_{sr}}$$

功率放大倍数用 K_P 表示，定义为

$$K_P = \frac{P_{sc}}{P_{sr}}$$

式中的 V_{sc}、V_{sr}、I_{sc}、I_{sr}都是正弦信号的有效值。P_{sc}、P_{sr}是指正弦信号的平均功率。

实际的放大电路，放大倍数往往很高，有时达到数千倍或数万倍，为此常用对数表示放大倍数，单位是分贝(dB)，写成数学式为

$$G_V(\text{电压放大倍数}) = 20\lg \frac{V_{sc}}{V_{sr}}(\text{dB})$$

$$G_I(\text{电流放大倍数}) = 20\lg \frac{I_{sc}}{I_{sr}}(\text{dB})$$

$$G_P(\text{功率放大倍数}) = 10\lg \frac{P_{sc}}{P_{sr}}(\text{dB})$$

2. 输入电阻

当输入信号电压 V_{sr}加到放大电路的输入端时，总要产生一定的输入电流 I_{sr}(图 2-5)。根据欧姆定律，输入信号电压 V_{sr}与相应的输入电流 I_{sr}之比相当于一个电阻，称为放大电路的输入电阻 r_{sr}，即

$$r_{sr} = \frac{V_{sr}}{I_{sr}}$$

作为一个放大电路，一定要有信号源来提供输入信号。例如，扩音机的信号源就是话筒，通过它把声音转换成电信号输入放大电路。放大电路与信号源相连，就要从信号源索取电流，电流的大小表明了放大电路对信号源的影响程度。r_{sr}越大，从信号源索取的电流越小，放大电路输入端所得到的电压 V_{sr}越接近于信号源电压 V_s。有些情况下，又希望 r_{sr}较小。所以，输入电阻 r_{sr}是放大电路的一项重要性能指标。

3. 输出电阻

放大电路的输出端总是要带负载的，对负载来说，放大电路

相当于一个信号源，负载电流变化时，输出电压也随之变动，表明放大电路相当于一个有内阻的信号源(图 2－5)，这个内阻叫放大电路的输出电阻 r_{sc}。显然，r_{sc}越大，负载变化时输出电压波动越大。因此，r_{sc}是标志放大电路带负载能力的重要指标。

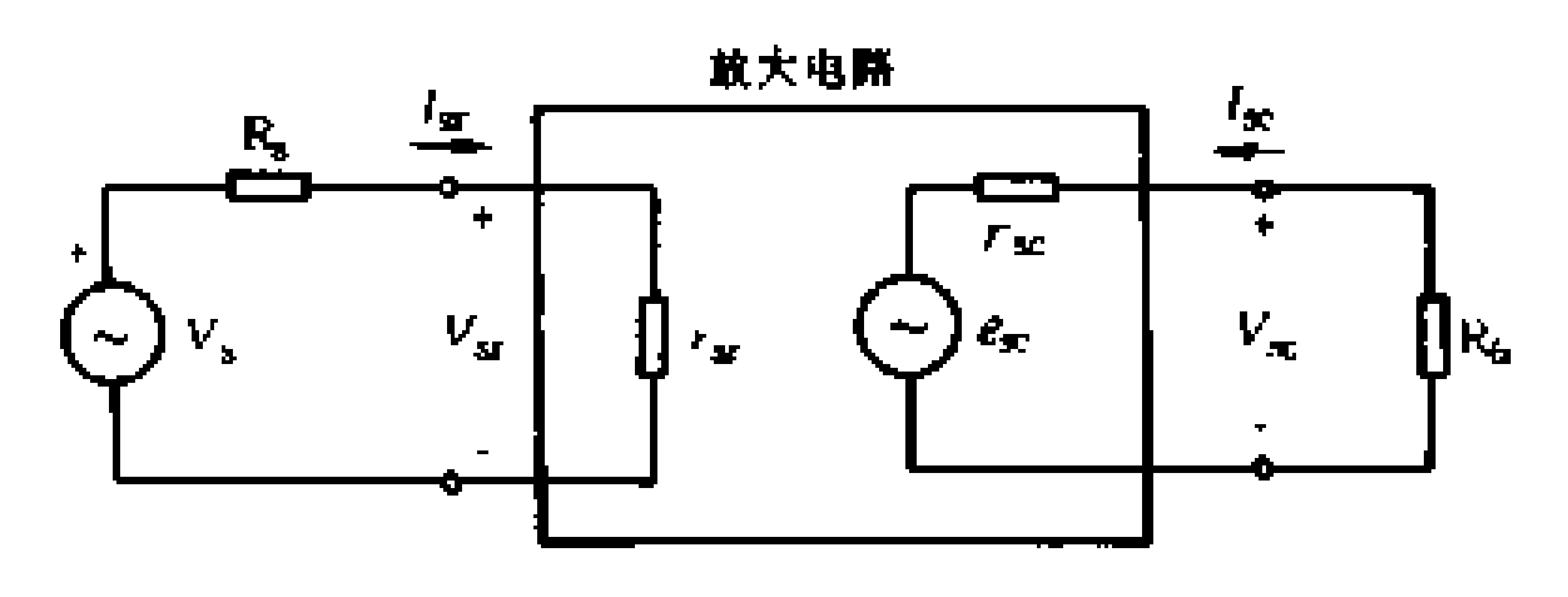


图 2－5　放大电路的输入电阻和输出电阻

4. 通频带

放大电路是由晶体管、电阻、电容和电感等器件和元件组成的，由于晶体管的电流放大系数 β 值与频率有关，电容器的容抗和电感器的感抗又是频率的函数，所以，当改变输入信号的频率时，放大电路的放大倍数也将随之变化，输出波形的相位，也将发生改变。一般情况下，一个定型的放大电路只适用于放大一个特定频率范围的信号，当信号频率很高或很低时，放大倍数都会明显下降，如图 2－6 所示。

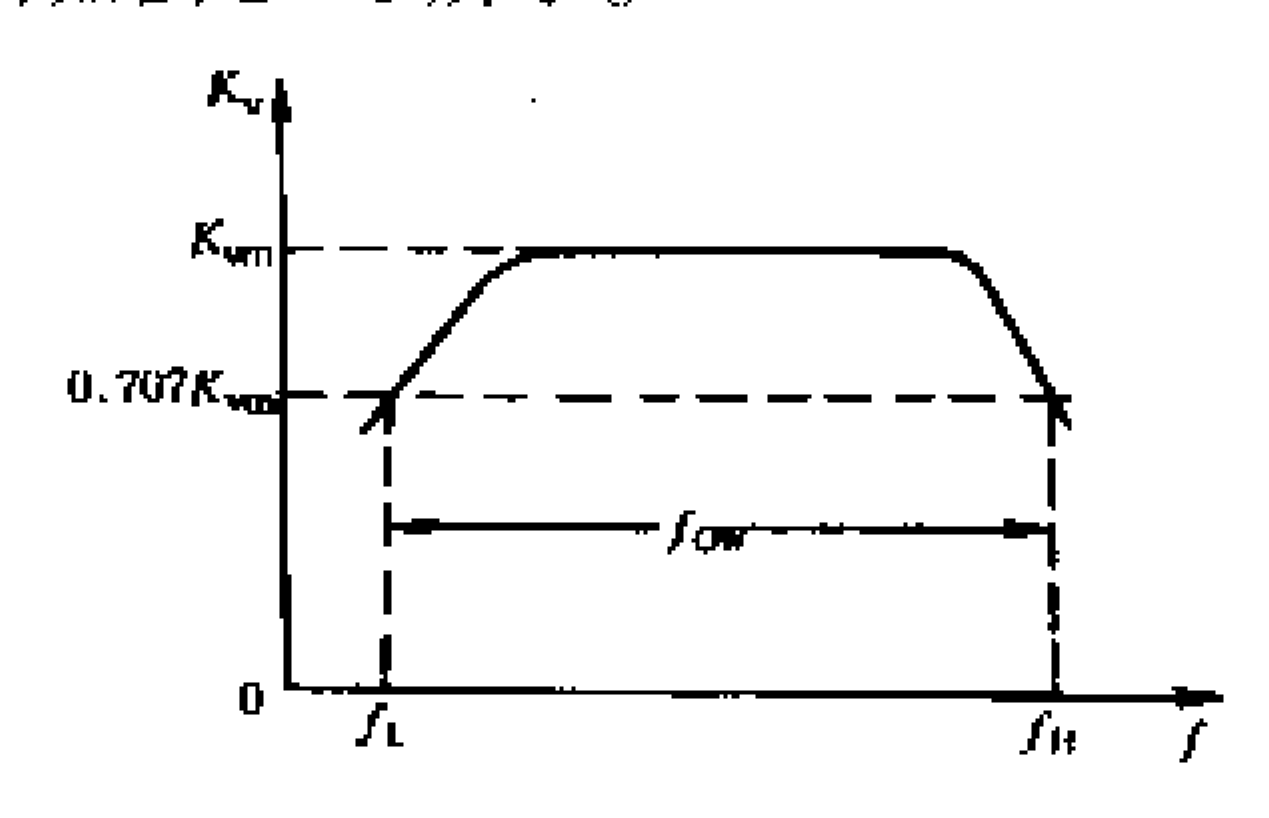


图 2－6　放大电路的通频带

为了表示放大电路对于不同频率信号的适应能力，人们规定：当信号频率升高到使放大倍数下降为中频时放大倍数 K_{vm} 的 0.707 倍时，这个频率称作上限截止频率 f_H；当信号频率降低而使放大倍数下降为 K_{vm} 的 0.707 倍时，对应的频率称为下限截止频率 f_L。f_H 与 f_L 之间的频率范围定义为放大电路的通频带，用 f_{bw} 表示，即

$$f_{bw} = f_H - f_L$$

通频带越宽，表明放大电路对信号频率的适应能力越强。例如，对高保真音响设备，要求具有足够宽的通频带，以将交响乐中丰富的高、低音都能完美地放送出来。

5. 最大输出幅度

放大电路所能供给的最大输出电压的有效值，称为最大输出幅度。有时也用正弦信号电压的峰-峰值来表示，它在数值上是有效值的 $2\sqrt{2}$倍。

6. 非线性失真系数

由于晶体管等放大器件都具有非线性特性，使放大电路的输出波形不可避免地会产生失真，称之为非线性失真。若输入信号为正弦波，输出波形由于失真而变为非正弦波，此时，波形中包含着一定数量的谐波成分，它们的总量与基波成分之比，称为非线性失真系数。

第二节　放大电路的基本分析方法

为了深入了解放大电路放大信号的原理，进而掌握放大电路的设计与调试技能，必须学会放大电路的基本分析方法。本节首先介绍低频小信号放大电路的分析方法。

一、放大电路的静态工作点

上节已经谈到，放大电路在没有交流信号输入($\Delta V_{sr}=0$)时，处于直流工作状态，称为静态，如图2-7所示。由图可见，放大电路可分为输入回路和输出回路两部分。在输入回路中，静态基极电流I_{bQ}可由下式算出

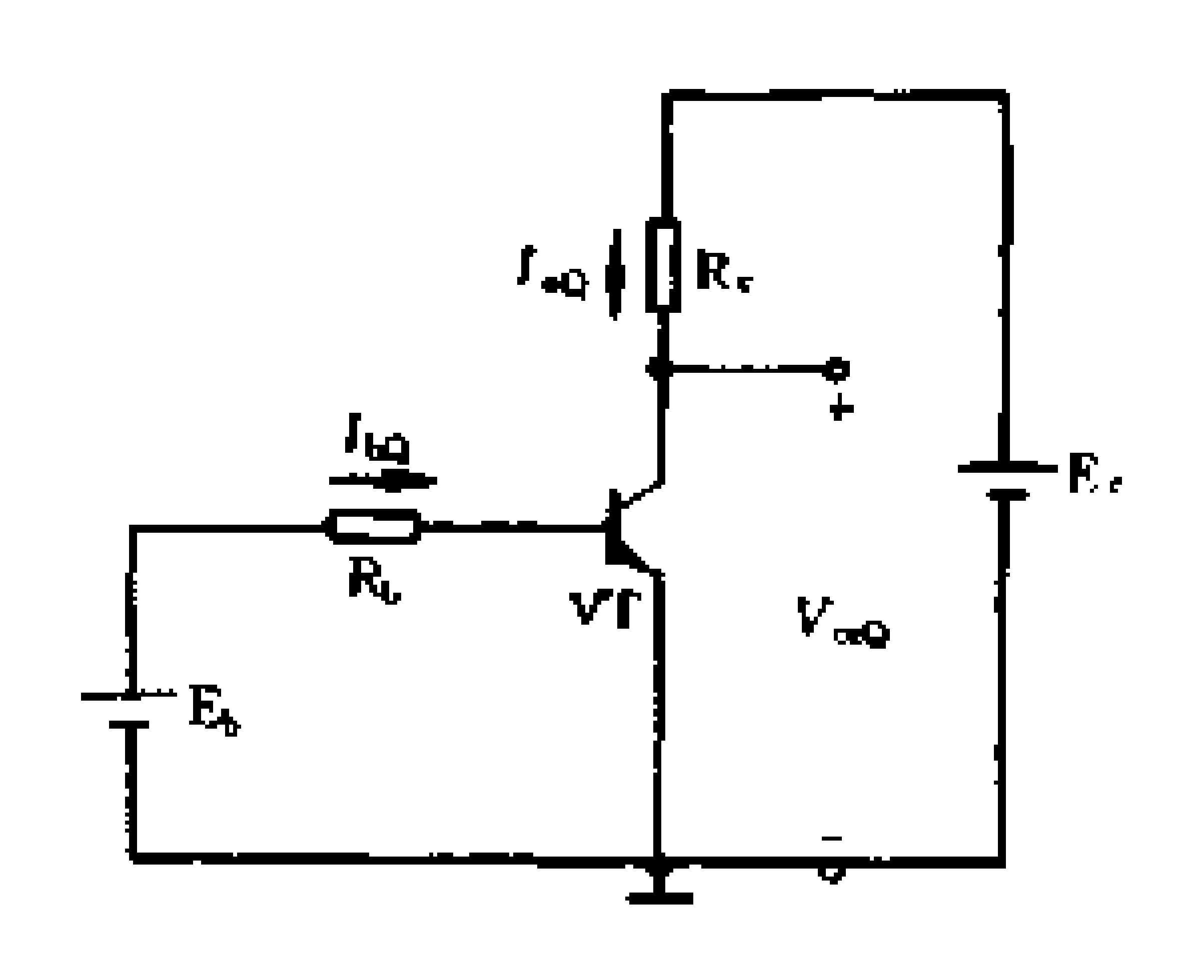


图2-7 放大电路的直流工作状态

$$I_{bQ}=\frac{E_b-V_{beQ}}{R_b}$$

式中，V_{beQ}是晶体管处于导通状态时发射结的直流电压降，称为晶体管的前向压降，硅管的V_{beQ}约为0.7V，锗管的V_{beQ}约为0.2V。

在输出回路中，静态集电极电流I_{cQ}为

$$I_{cQ}=\beta I_{bQ}+I_{ceo}$$

式中，I_{ceo}是晶体管的穿透电流，对于硅管$I_{ceo}<1\mu A$，可以忽略，这时

$$I_{cQ}\approx\beta I_{bQ}$$

列出输出回路的回路电压方程式

$$E_c=I_{cQ}R_c+V_{ceQ}$$

或
$$V_{ceQ}=E_c-I_cR_c$$

上式称为放大电路的直流通道方程式，V_{ceQ}称为静态管压降。

上述由I_{bQ}、I_{cQ}和V_{ceQ}所确定的直流工作状态，称为静态工作点。

利用晶体管的输出特性曲线，通过作图的方法，也可以更为直观地分析放大电路的直流工作状态，称之为图解分析法。

为了深入掌握图解分析法的原理，首先复习有关晶体管输出特性曲线的概念。输出特性曲线是在给定基极电流 I_b 时，反映集电极电流 I_c 和管压降 V_{ce} 之间依从关系的函数图像。图 2-8 是晶体管输出特性曲线簇，若已知基极电流 I_{bQ}，我们就可以从曲线簇中找出一条对应于 I_{bQ} 的输出特性。这时 I_c 与 V_{ce} 之间的变量关系也就确定了。换句话说，I_{bQ} 确定后，I_c 与 V_{ce} 之间任何可能的变化，总会遵循这条曲线，这是由晶体管的内部特性所决定的，这种关系我们叫它"内部关系"，它与放大电路的参数无关。例如，在图 2-9 中，若静态基极电流为 I_{bQ}，则 I_c 与相应的 V_{ce} 的任何变化都肯定在 I_{bQ} 这条曲线上。那么怎样才能在输出特性曲线上把静态工作点找出来呢？

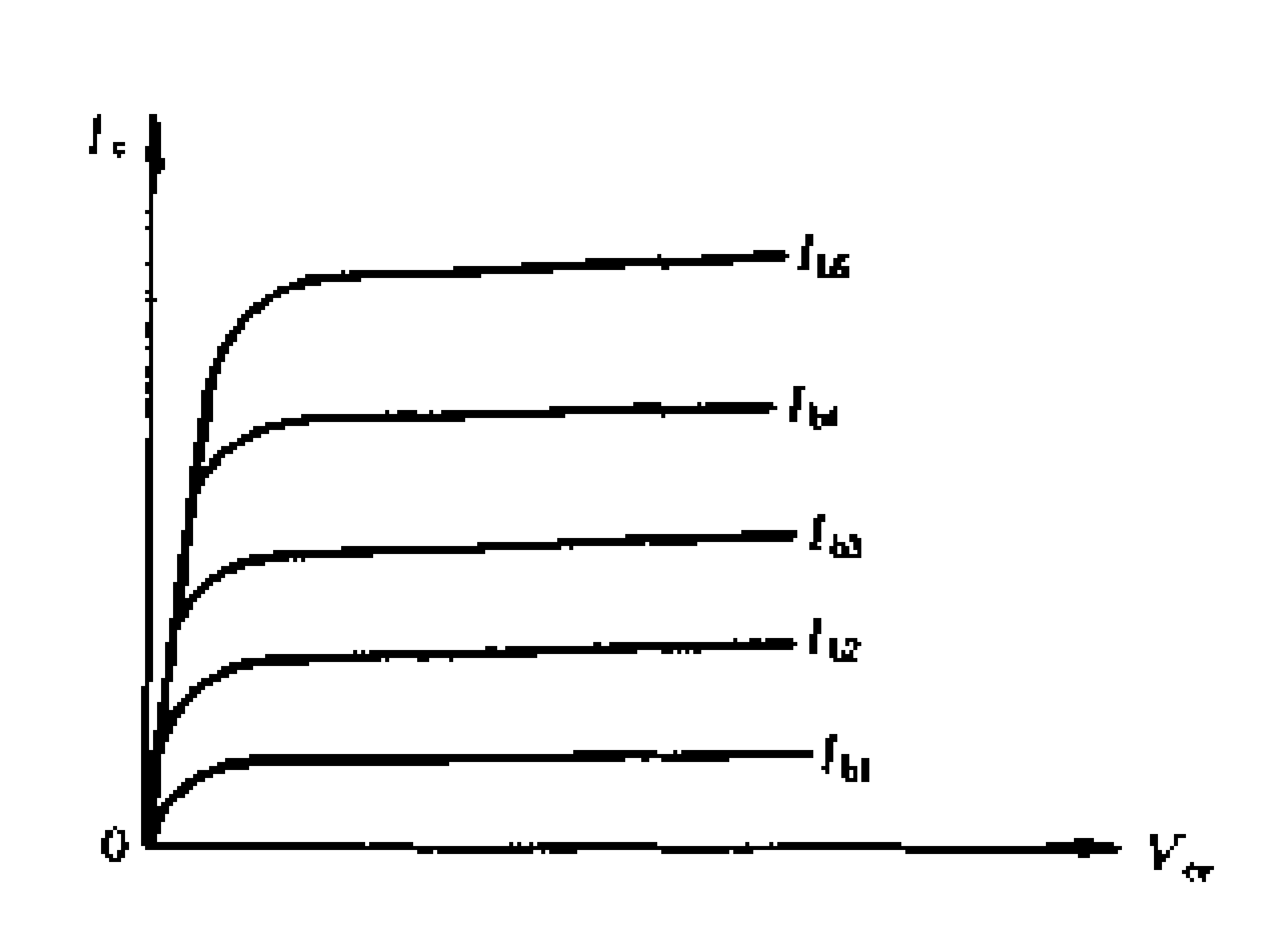


图 2-8　晶体管输出特性曲线

为了用图解分析法确定静态工作点，我们再回过头来研究图 2-7 所示放大电路的输出回路，根据直流通道方程式

$$V_{ce} = E_c - I_cR_c$$

当 E_c 和 R_c 给定后，V_{ce} 与 I_c 之间的变量关系用函数图像来表示，将是一条直线，这条直线是由外电路的参数确定的 V_{ce} 与 I_c 的关系，它与晶体管输出特性无关，我们称它为"外部关系"。若以 V_{ce} 为横座标，I_c 为纵座标，绘出的图像如图 2-9 所示。

大家知道，只要在直角坐标上确定两个点，就可以画出这条直流负载线。最方便的是取下列两个特定的点，即：先取 $I_c=0$，则 $V_{ce}=E_c$，得图中的 M 点；再取 $V_{ce}=0$，则 $I_c=\frac{E_c}{R_c}$，得图中的 N 点。在这两点间连一条直线 MN，就是由外电路参数确定的 V_{ce} 与 I_c 关系的函数图像。当 E_c 给定，直线的斜率决定于负载电阻 R_c 的大小，因此管它叫放大电路的直流负载线。

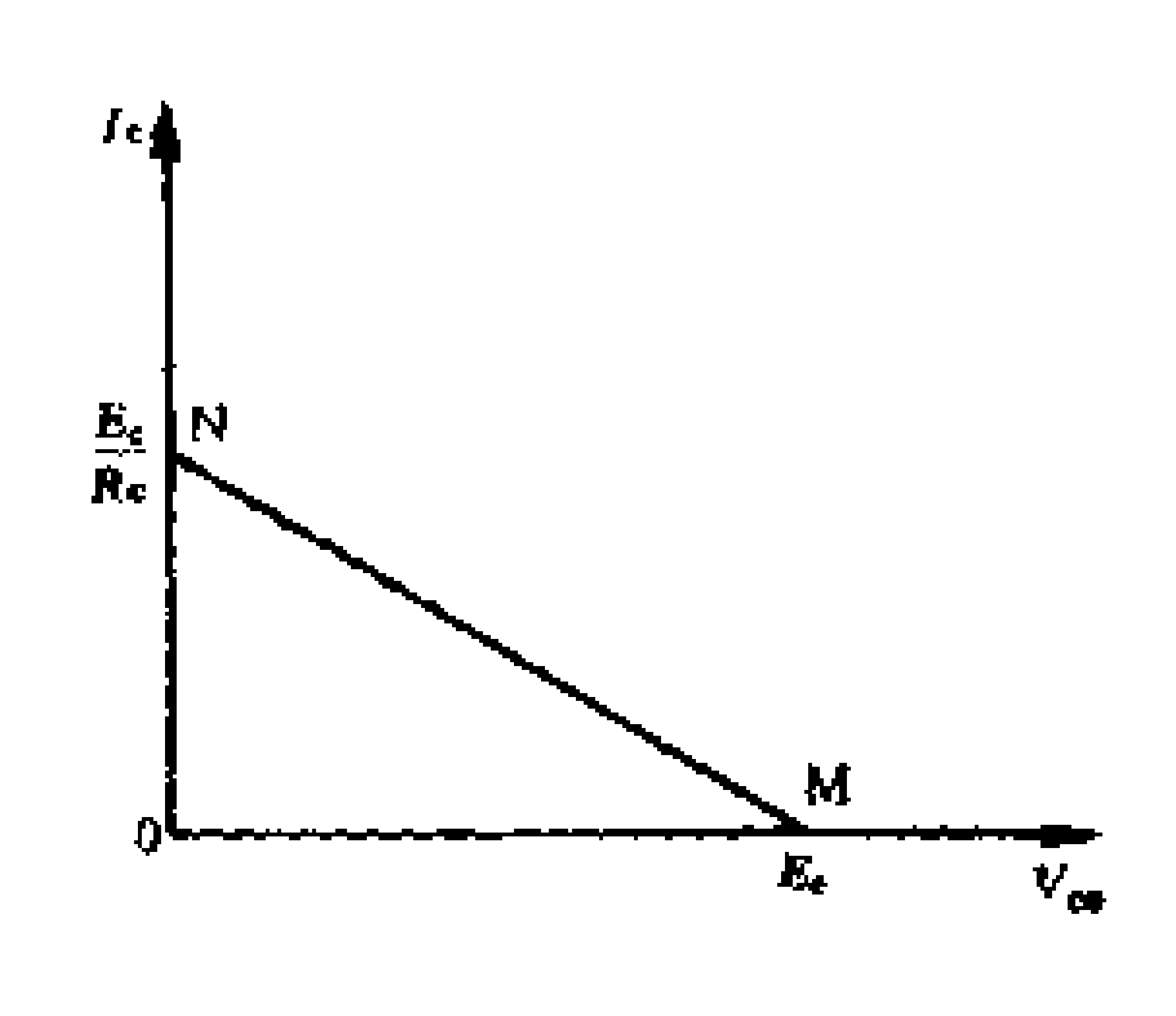


图 2-9 直流负载线

由图 2-8，在 I_{bQ} 确定后，静态工作点应该在 I_{bQ} 那条输出特性曲线上；由图 2-9，静态工作点又应该在直流负载线上。同一放大电路的静态工作点只能有一个，所以必须同时满足这两个要求，也就是说，静态工作点既要在输出特性曲线上，又要在直流负载线上。为此，我们把直流负载线与输出特性曲线画在同一座标平面上，如图 2-10 所示，则直流负载线 MN 与对应于 I_{bQ} 的一条输出特性曲线的交点 Q，就是放大电路的静态工作点，由 Q 点的座标可以直观地获得 I_{bQ}、I_{cQ} 和 I_{ceQ}。

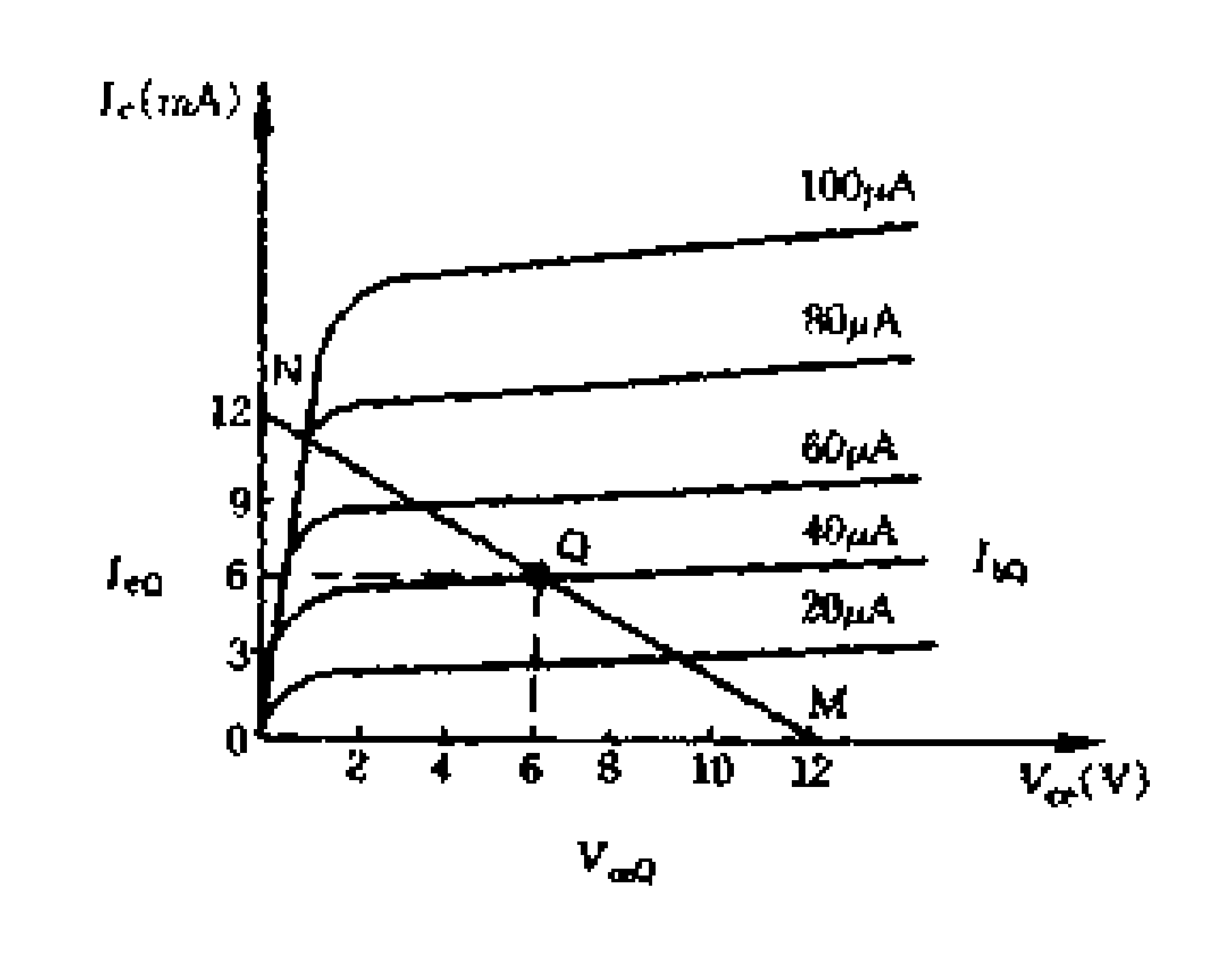


图 2-10 静态工作点的图解法

［**例题**］ 用高频小功率 NPN 型硅管组成图 2－11 所示的共发射极单管放大电路。试用图解分析法求出静态工作点。

解：(1) 先按电路图算出静态基极电流 I_{bQ}

$$I_{bQ}=\frac{E_b-V_{beQ}}{R_b}$$

$$=\frac{(12-0.7)V}{280k\Omega}$$

$$=40\mu A$$

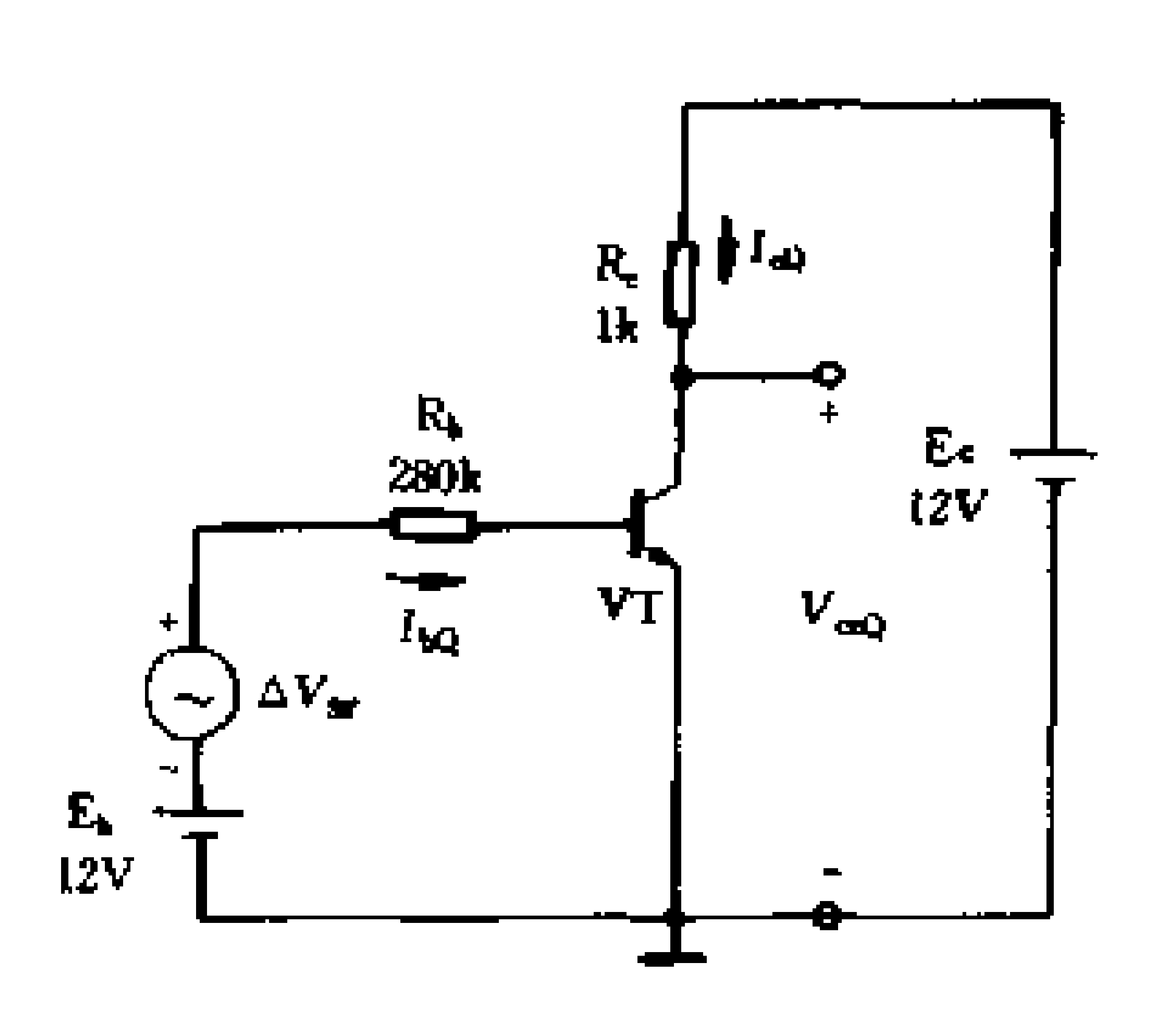


图 2－11 例题

(2) 在晶体管 3DGb 的输出特性曲线上，根据直流通道方程式，画出直流负载线 MN(图 2－10)。

(3) 直流负载线 MN 与对应 $I_{bQ}=40\mu A$ 的一条输出特性曲线的交点 Q 就是所求的静态工作点。由 Q 点的座标可得到 $I_{cQ}=6mA$，$V_{ceQ}=6V$。

前面介绍的单管放大电路的原理图［图 2－12(a)］中，静态基极电流 I_{bQ}是由基极电源 E_b 通过电阻 R_b 产生的，而实际的放大电路却省去了基极电源 E_b，利用集电极电源 E_c 通过 R_b 建立静态基极电流 I_{bQ}，如图 2－12(b)所示。此时 I_{bQ}为

$$I_{bQ}=\frac{E_c-V_{beQ}}{R_b}$$

只需选定合适的 R_b 的阻值，同样可以获得所需的静态基极电流 I_{bQ}。改变 R_b 的阻值就可以调节 I_{bQ}的大小，I_{bQ}由 E_c 和 R_b 所确定，所以这种偏置电路叫做固定偏流电路。

二、交流信号的放大过程

放大电路设置好静态工作点后，输入交流信号，电路即进入

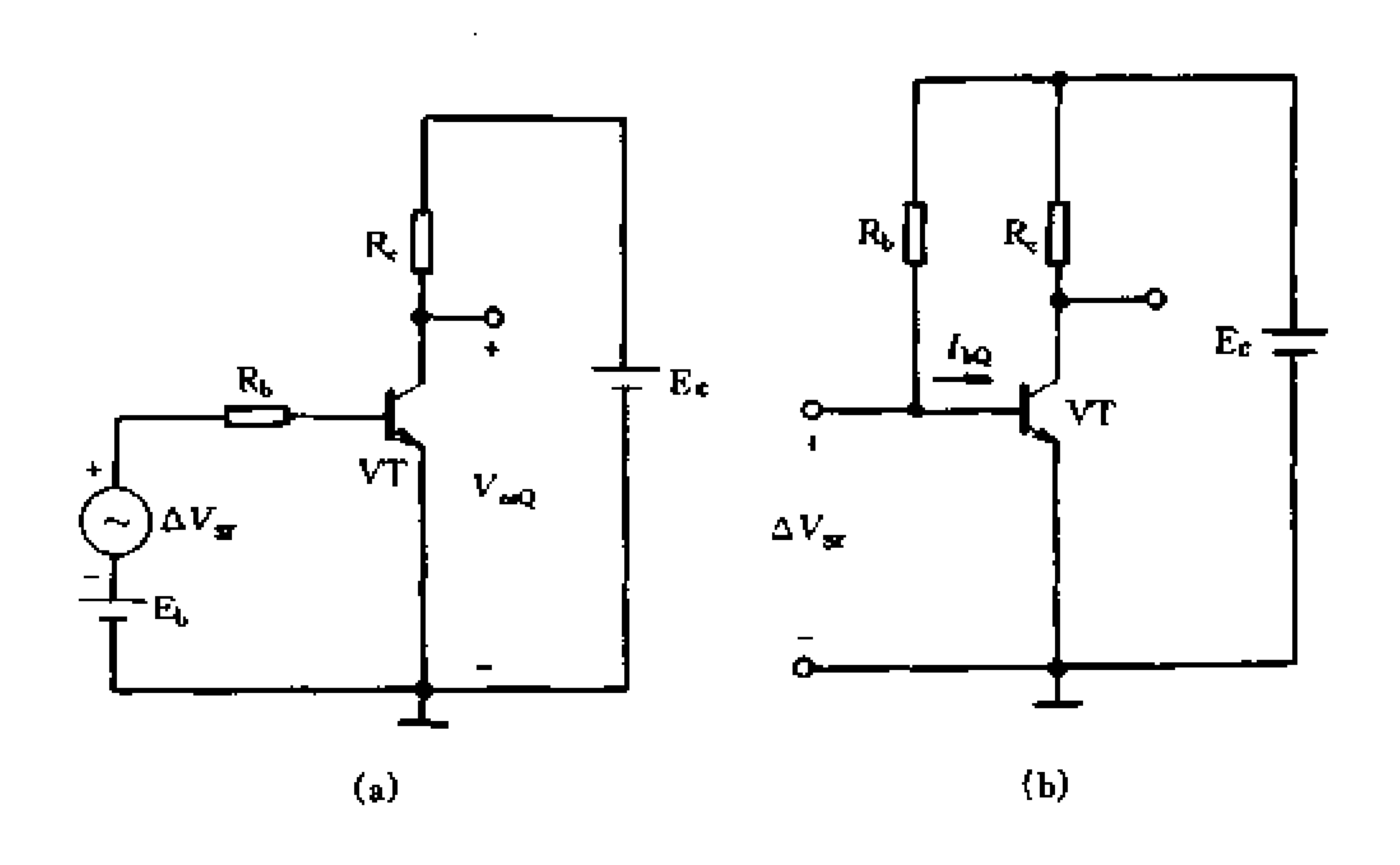


图 2－12 放大电路电源的简化

动态。我们以图 2－13 的放大电路运用图解分析法分析信号的放大过程。先假定放大电路输出端不接任何负载(输出开路)，这时仍可借助直流负载线进行动态分析。

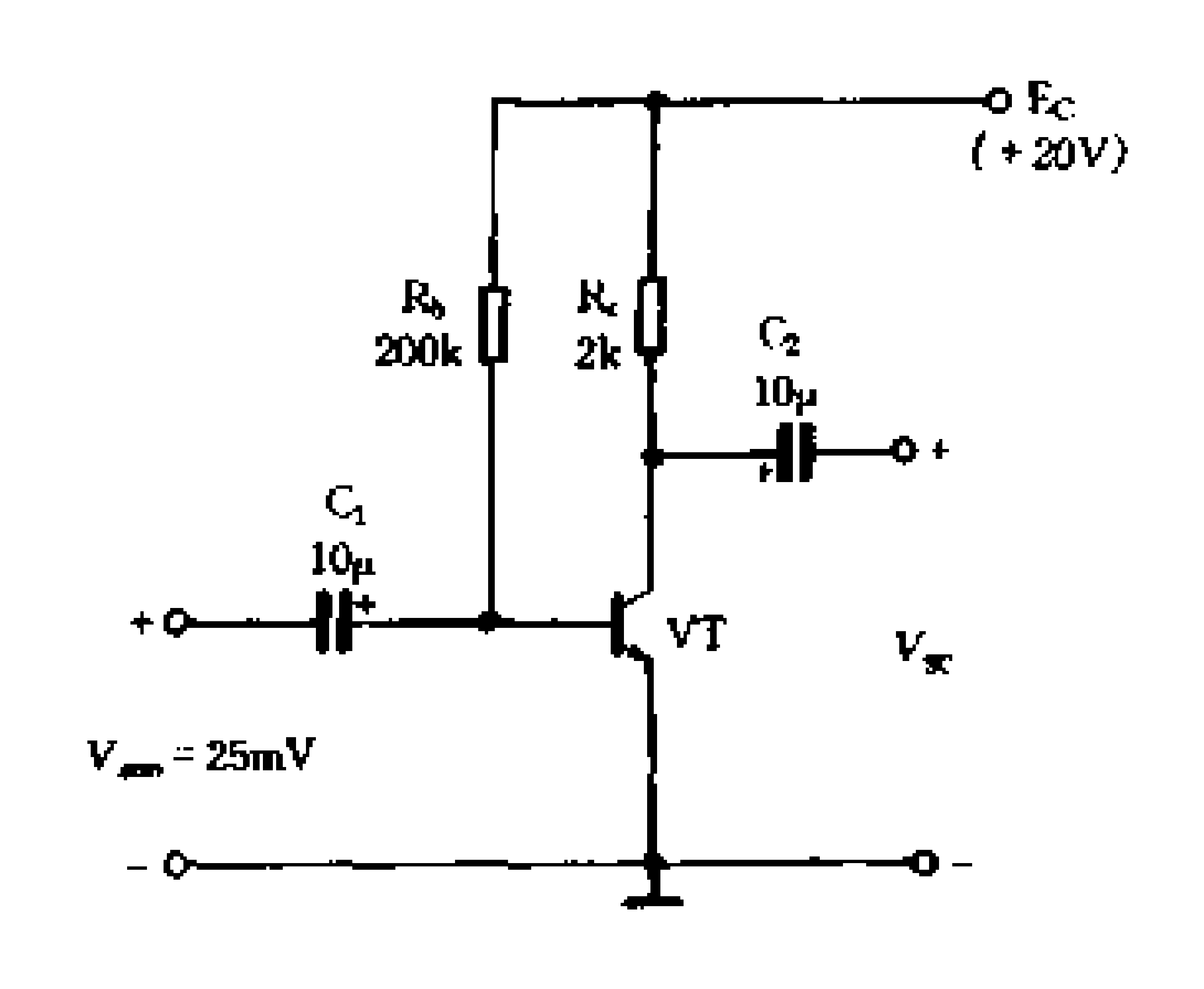


图 2－13 放大电路实例图

图 2－13 所示的放大电路，信号源通过电容器 C_1 接在晶体管的基极，在集电极输出端又通过电容器 C_2 外接负载。C_1、C_2 能可靠地隔断电路中的直流成分，对交流成分阻力很小，可以近似看成短路，它们起着“隔直流，传交流”的作用，称之为耦合电容器。

首先根据给定的电路参数确定晶体管的静态基极电流

$$I_{bQ} = \frac{E_c - V_{beQ}}{R_b} \approx \frac{E_c}{R_b} = \frac{20V}{200k\Omega} = 100\mu A$$

再根据 $E_c = 20V$，$R_c = 2k\Omega$，在输出特性曲线上作直流负载线，它与 $I_{bQ} = 100\mu A$ 的一条输出特性曲线的交点 Q 就是放大电路的静态工作点，如图 2－13 所示，由图可见，与 Q 点相应的 $I_{cQ} = 5mA$，$V_{ceQ} = 10V$。

其次，按图 2－13 给定的输入正弦信号电压峰值 $V_{sm} = 25mV$，在输入特性曲线上，以静态基极电压 V_{beQ}为起点，将正弦信号叠加在 V_{beQ}上。正弦信号电压的正半周，使 V_{be}由 0.715V 变到 0.740V，又回到 0.715V，相应的基极电流由 100μA 变到 150μA，再回到 100μA，振幅 $I_{bm} = 50\mu A$。负半周的变化也可依此推出，于是就画了基极信号电流的波形。

然后，根据信号电流 i_b的波形，分别画出 i_c和 v_{ce}的波形。在输出特性曲线上，以静态工作点 Q 为中心，找出与 i_b变化数值相对应的几条曲线，如图 2－14 中的 i_b为 50μA、100μA 和

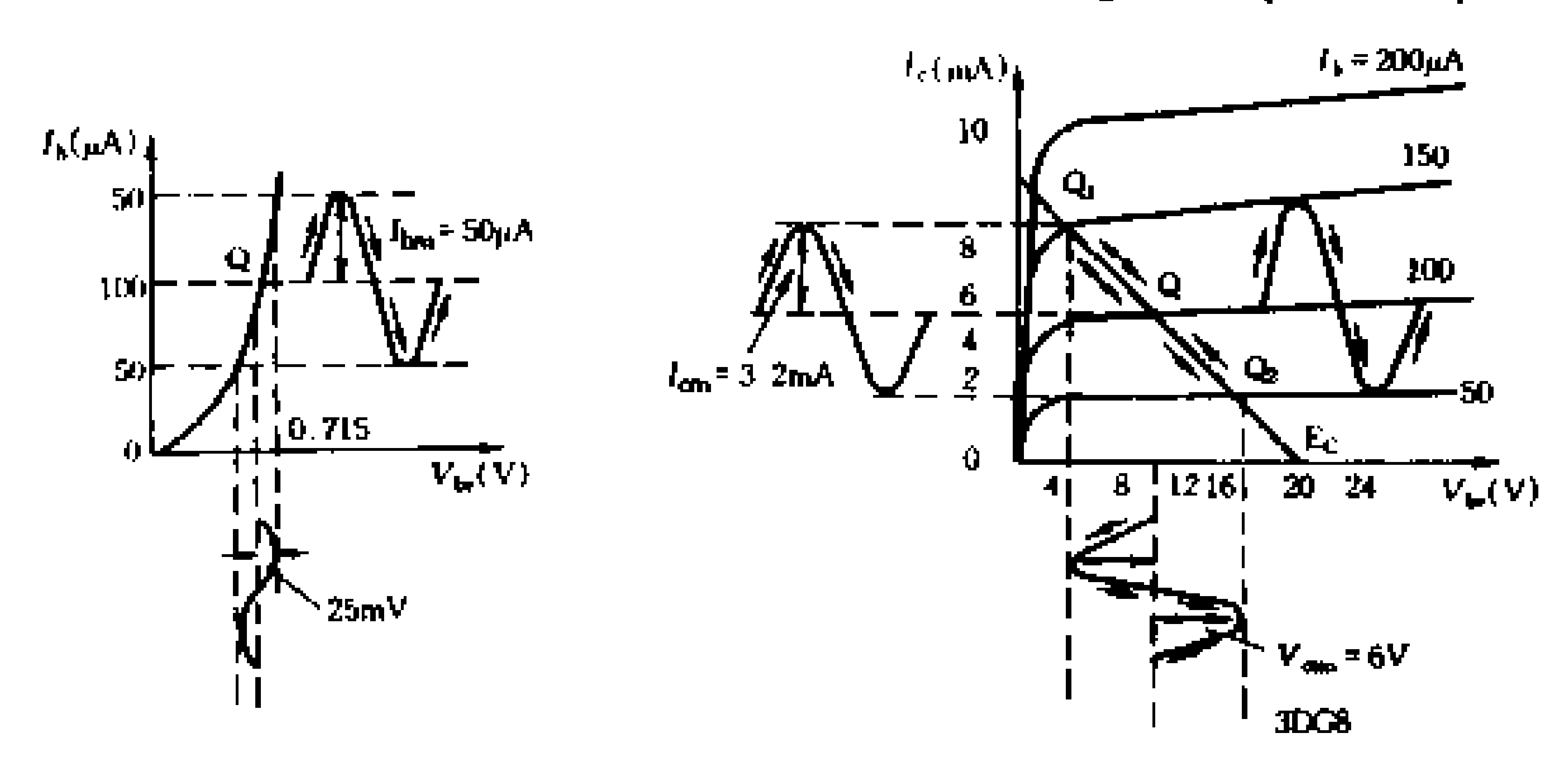


图 2－14 用图解分析法画交流波形

150μA 三条曲线，找出每条曲线与负载线的交点 Q、Q_1、Q_2，便可得到任一瞬间工作点移动的轨迹（图中箭头所示）。可以看到，

工作点是沿负载线围绕静态工作点上下移动。Q_1点与 i_b的最大值 150μA 相对应；Q_2点与 i_b的最小值 50μA 相对应。除静态工作点 Q 以外的工作点，均称为瞬时工作点，每一瞬间的 i_c和 v_{ce}都可以从曲线上确定。由于 i_b是正弦波，i_c和 v_{ce}也是正弦波，这样，只要以静态工作点 Q 为起点，再以 Q_1、Q_2点的座标对应着 i_c和 v_{ce}的峰值，整个正弦波形就能画出来了。

从图 2－14 画出的 v_{ce}的波形，可以量得 $V_{scm} = V_{cem} = 6V$，已给出 $V_{srm} = 25mV$，由此可求得该放大电路的电压放大倍数为

$$K_V = \frac{V_{scm}}{V_{srm}} = \frac{6}{0.025} = 240$$

三、静态工作点与波形失真

放大电路静态工作点的选择与设置不仅直接关系到电压放大倍数，而且，静态工作点安排不当，还会造成输出波形出现不能容许的失真。为此，有必要深入讨论静态工作点与波形失真的关系。

1. 截止失真

假定放大电路不加静态偏置，即 $I_{bQ} = 0$，将输入交流信号直接输入晶体管的基极与发射极之间(图 2－15)，则由输入特性曲线可以看到，相应的 $V_{beQ} \approx 0$。当加入正弦波输入电压 v_{sr}时，v_{sr}的正半周将使 $v_{be} > 0$，发射结处于正向电压作用之下；v_{sr}的负半周将使 $v_{be} < 0$，发射结处于反向电压作用之下。根据输入特性曲线，硅管的 v_{be}大于 0.5V 时，管子才能导通，才能产生基极电流。若输入信号电压的正半周小于 0.5V，

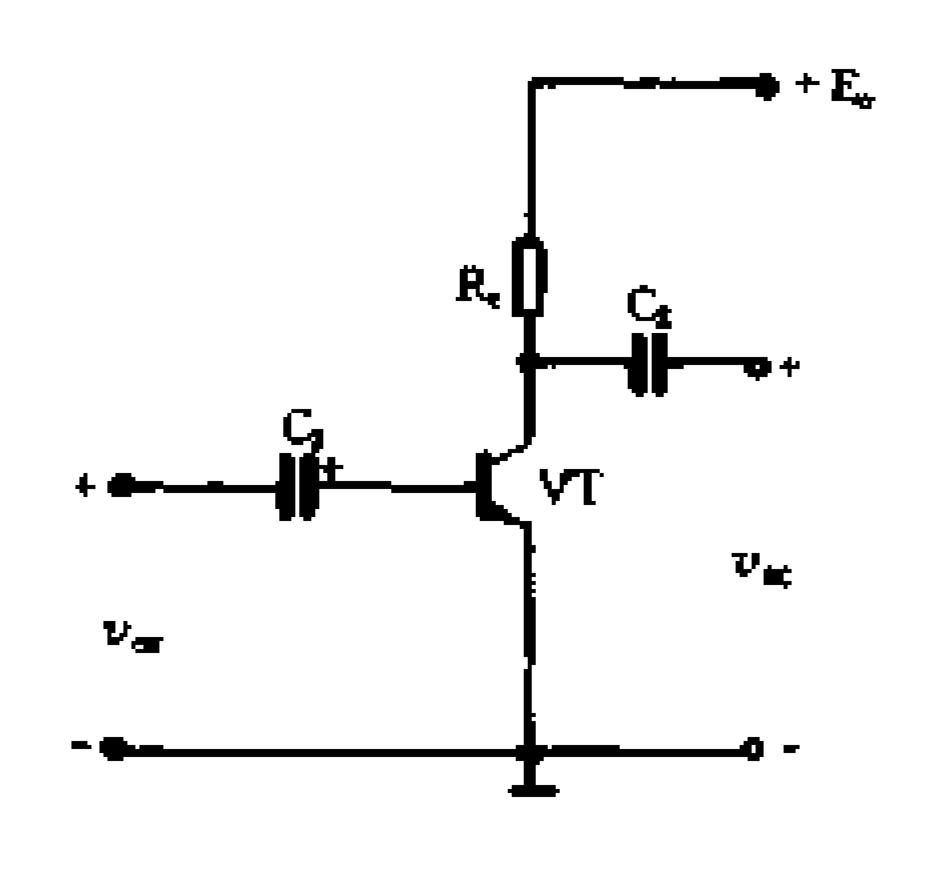


图 2－15 $I_{bQ} = 0$ 的放大电路

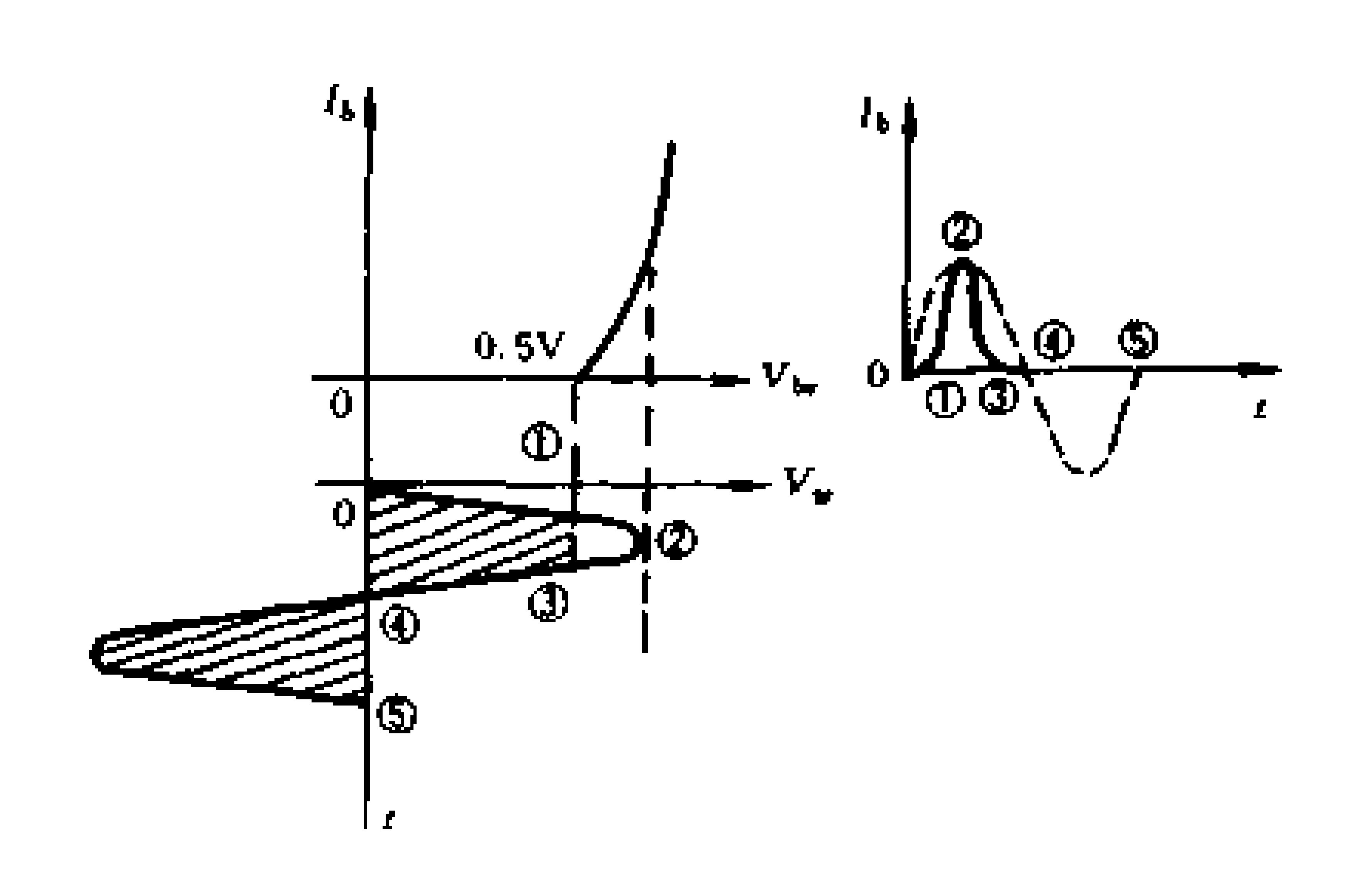


图 2-16　不设置静态工作点时的图解分析

管子依然处于截止状态，如图 2-16 所示。显然，即使 v_{sr}是正弦波，i_b已经远不是正弦波了，产生了严重的失真。由于 i_b 的失真，i_c和 v_{ce}也必然会产生严重失真，这在线性放大电路中是不能允许的。这种失真是由于晶体管的发射结在输入信号的一个周期内有一段时间是处于截止状态的，所以称为截止失真。

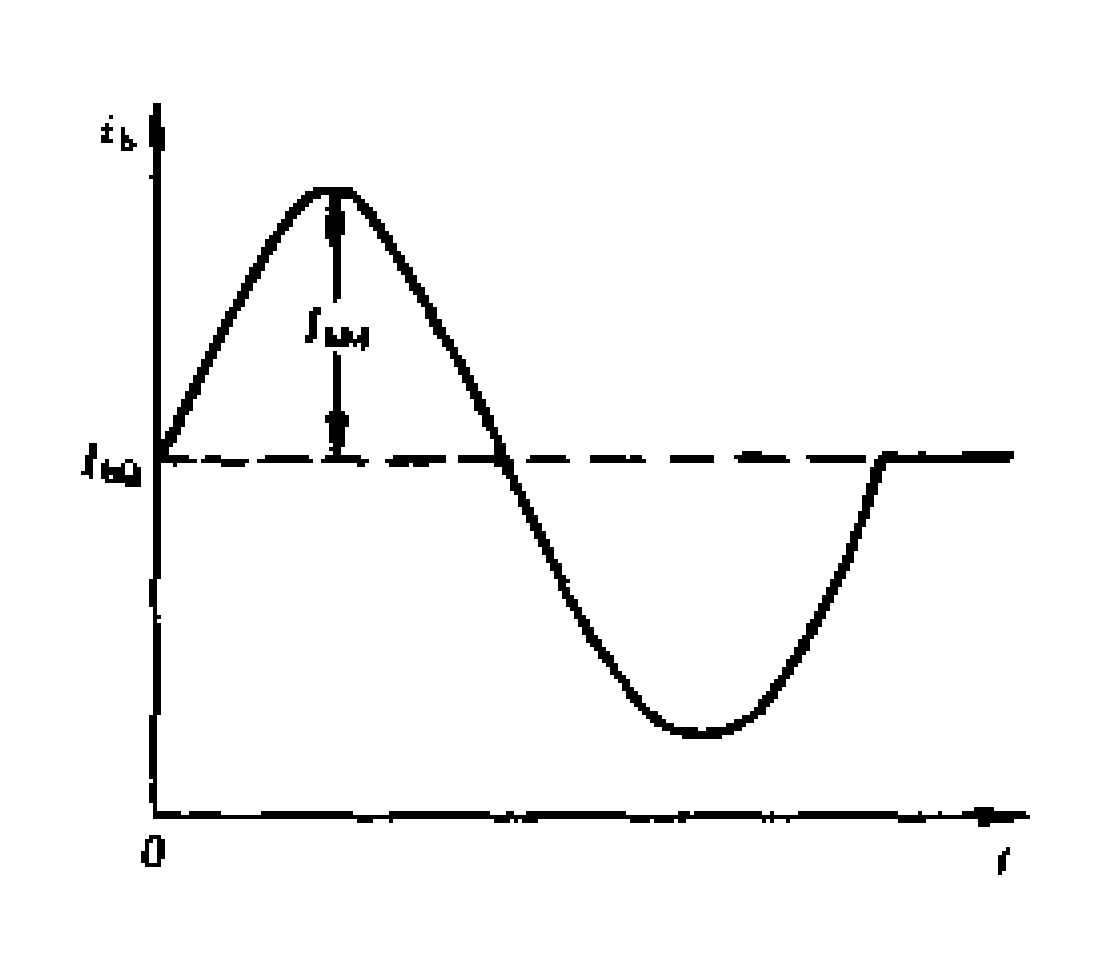


图 2-17　$I_{bQ}>I_{bM}$的情况

在小信号放大电路中，输入电压 v_{sr} 一般为毫伏数量级或更小，若不设置静态工作点，即使在 v_{sr}整个正半周期间，晶体管都是截止的，根本就没有放大作用。

为了避免产生截止失真，就必须建立一个静态的直流电压 V_{beQ}，使得交流信号输入后，发射结上的电压始终大于 0.5V（硅管），即保证发射结始终处于导通状态。实质上，就是要有一个静态基极电流 I_{bQ}，使信号电流

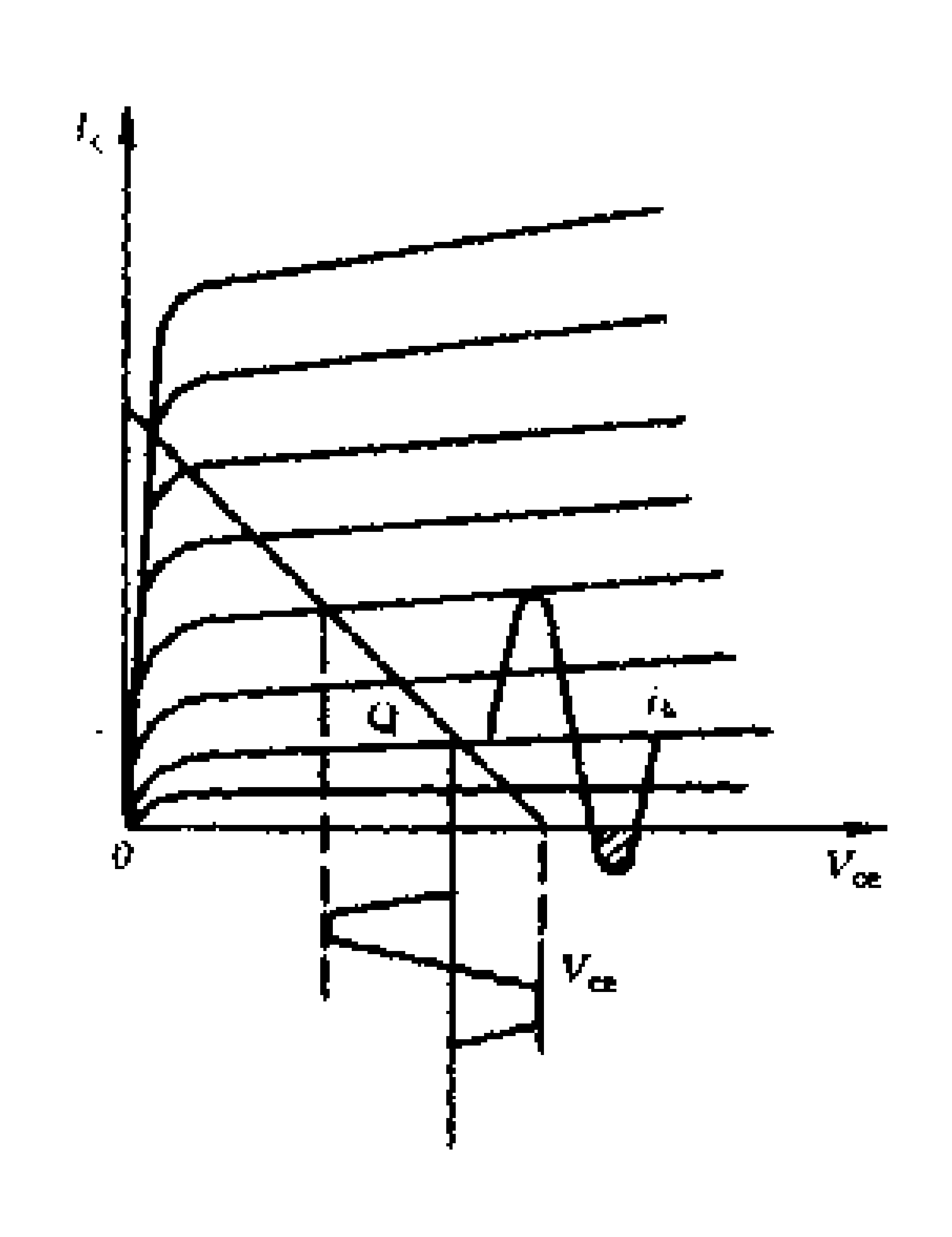


图 2－18　工作点偏低引起截止失真

i_b 输入后，总的基极电流始终大于零，如图 2－17 所示。由图可见，不截止条件为

$$I_{bQ} > I_{bM}$$

式中，I_{bM}是信号电流 i_b的峰值。

如果静态工作点设置不当，即 $I_{bQ} < I_{bM}$，基极电流波形就会出现一段截止失真。利用图解分析法(图 2－18)可以清楚地看到，静态工作点 Q 偏低，i_b 波形出现截止失真时，输出电压 v_{ce}的波形也相应产生了截止失真，这一现象可以通过示波器清楚地观察到。

2. 饱和失真

从上述不产生截止失真的条件来看，希望静态基极电流 I_{bQ}较大，使静态工作点 Q 稍高一些，那么是不是 I_{bQ}越大越好呢？

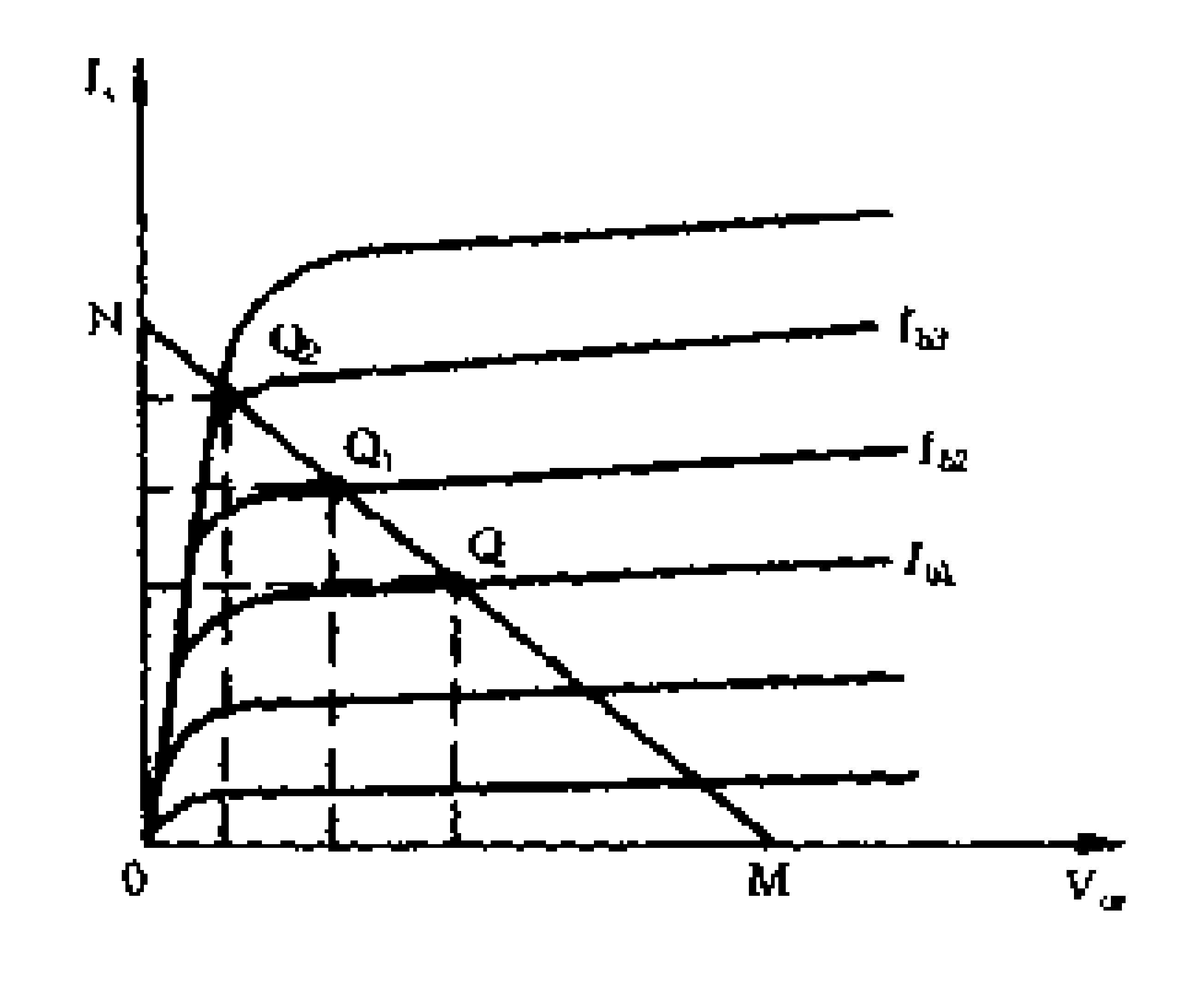


图 2－19　I_{bQ}增大到使 Q 点移近饱和区

我们仍然采用图解分析法，如图 2－19 所示。当 I_{bQ}增大时，I_{cQ}也随之增大，静态管压降 V_{ceQ}相应减小(因为 $V_{ceQ} = E_c - I_{cQ}R_c$)。由图可见，当 I_{bQ}从 $I_{b1}\to I_{b2}\to I_{b3}$不断增加时，静态工作点则从 $Q\to Q_1\to Q_2$，I_{cQ}不断增大，V_{ceQ}不断减小。从理论上讲，当 I_c增大到使 $I_cR_c = E_c$

时，迫使 $V_{ceQ}=0$，集电结已丧失了收集电子的能力，集电极电流 I_c不再随 I_b的增加而增大，达到了饱和。饱和状态下的集电极电流用 I_{cs}表示，其值为

$$I_{cs}=\frac{E_c}{R_c}$$

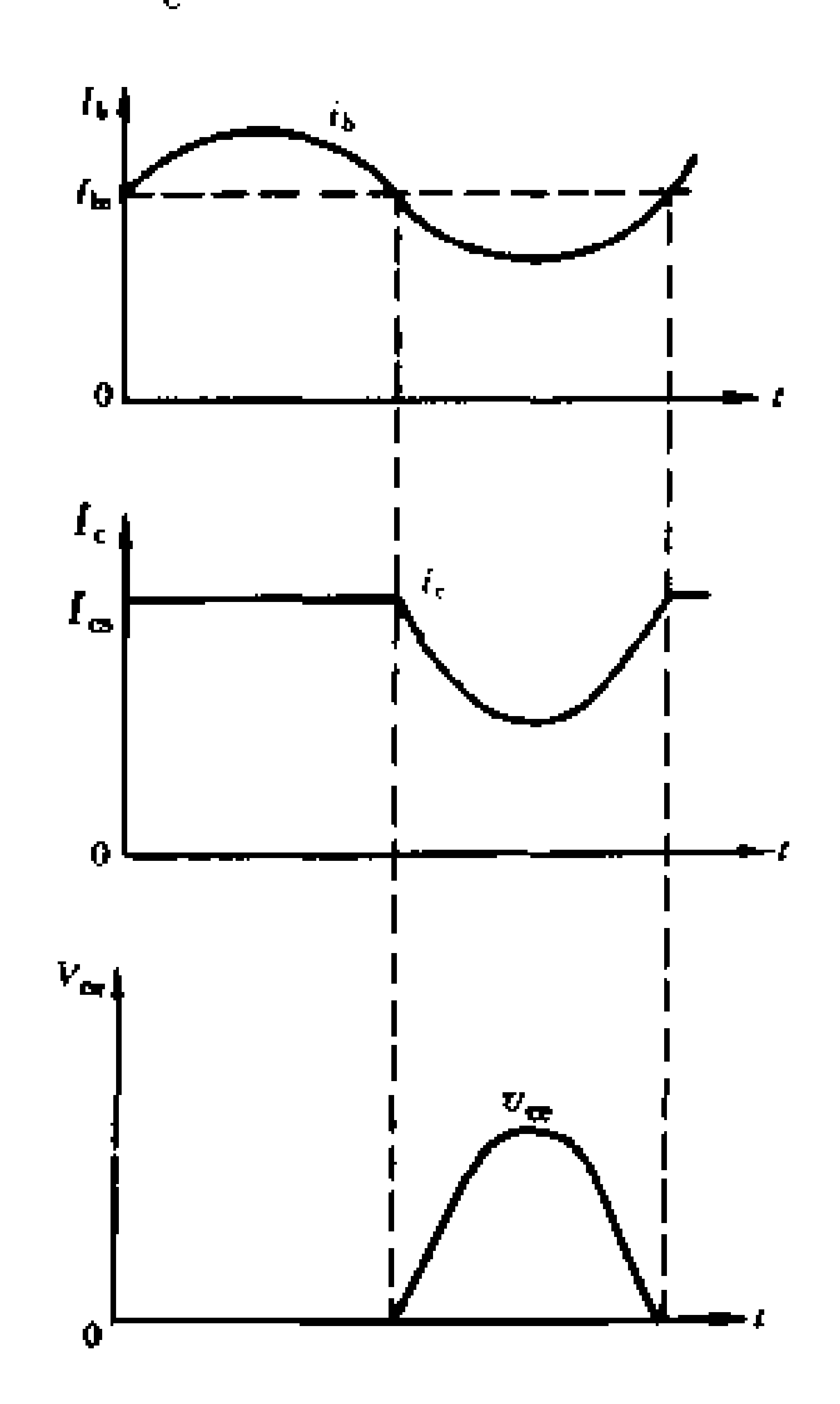


图 2-20　工作点设置在临界饱和点的波形

相应地，使 I_c增大到临近 I_{cs}值时的基极电流称为临界饱和基极电流 I_{bs}，其值为

$$I_{bs}=\frac{E_c}{\beta R_c}$$

事实上，当 I_c增大到迫使 V_{ce}小于 0.5V 时，晶体管就已经进入饱和状态，此时的 V_{ce}用 V_{ces}表示，称为饱和压降。

在设置静态工作点时，假定取 $I_{bQ}=I_{bs}$，如图 2-20(a)所示，当交流信号输入后，它的正半周产生的基极电流为$(I_{bQ}+i_b)>I_{bs}$，超过了临界饱和点，集电极电流将稳定在 I_{cs}值不变，只有在信号的负半周，总的基极电流为$(I_{bQ}-i_b)<I_{bs}$，i_c才随 i_b作相应的变化，如图 2-20(b)所示。与此对应的 v_{ce}的波形如图 2-20(c)所示。显然，输出电压 v_{ce}的波形出现了严重的失真，这是由于晶体管有一段时间工作在饱和状态所引起的，称之为饱和失真。

在大多数情况下，产生饱和失真是由于静态工作点选得不合适造成的，如图 2－21(b)所示。虽然 Q 点低于饱和点，即 I_{bQ}

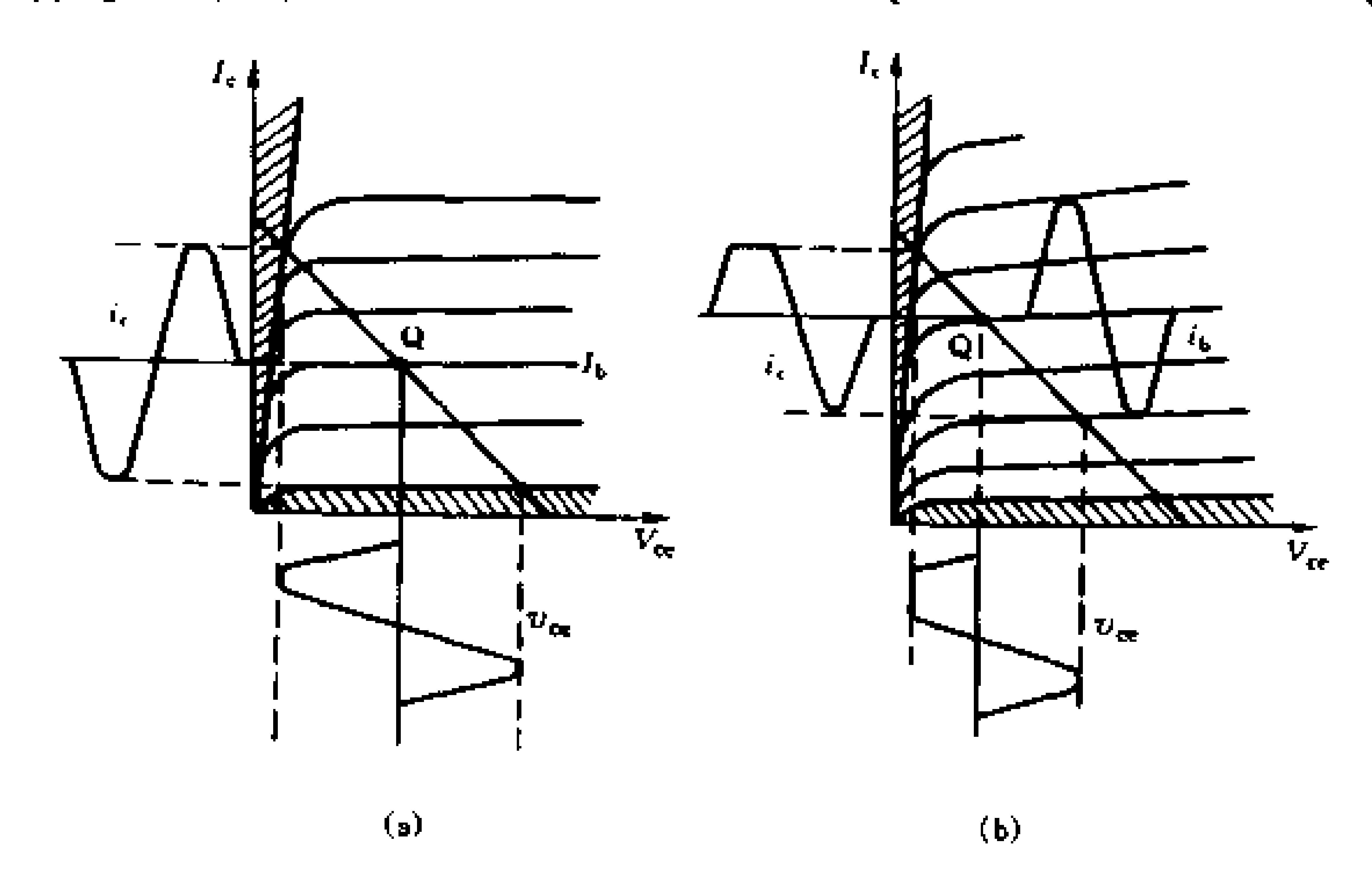


图 2－21　饱和失真的图解分析

$< I_{bs}$，但在交流信号的正半周期间内，出现了 $I_{bQ} + i_b > I_{bs}$ 的情况，使集电极电流 i_c 的正半周顶部被削平，与此同时，v_{ce} 的负半周顶部也被削平，产生了饱和失真。这种情况用示波器可以清楚地观测到。

必须指出，产生饱和失真的原因不能简单地看成是集电极电流 I_c 太大，由直流负载线方程 $V_{ce} = E_c - I_c R_c$ 可以看出，集电极电源电压 E_c 和集电极电阻 R_c 的选择，都会影响 V_{ce} 的大小。所以，在设计和调试电路时，若集电极信号电流 i_c 较大，可以适当增大 E_c 或减小 R_c，使静态工作点 Q 离饱和区远一点，由上可知，不产生饱和失真的条件为

$$V_{ce} > V_{scm} + V_{ces}$$

式中，V_{ces} 为晶体管的饱和压降，一般 V_{ces} 不大于 0.5V；V_{scm} 为输

出信号电压的峰值。

四、用晶体管低频小信号等效电路分析放大电路

晶体管放大电路中，包含着线性元件和非线性元件。什么是线性元件？大家熟悉的电阻、电感和电容等就是典型的线性元件。通常，可以把电阻的阻值看成不变的常数。在电阻两端外加一个电压 V，电阻中将流过电流 I，如图 2-22(a)所示，则电流的大小与电压成正比。把电压与电流之间的变量关系在直角座标上绘成函数曲线，将是一条通过原点 0 的直线，如图 2-22(b)所示。我们把这种伏安特性呈直线的元件称为线性元件，由线性元件组成的电路，称为线性电路。

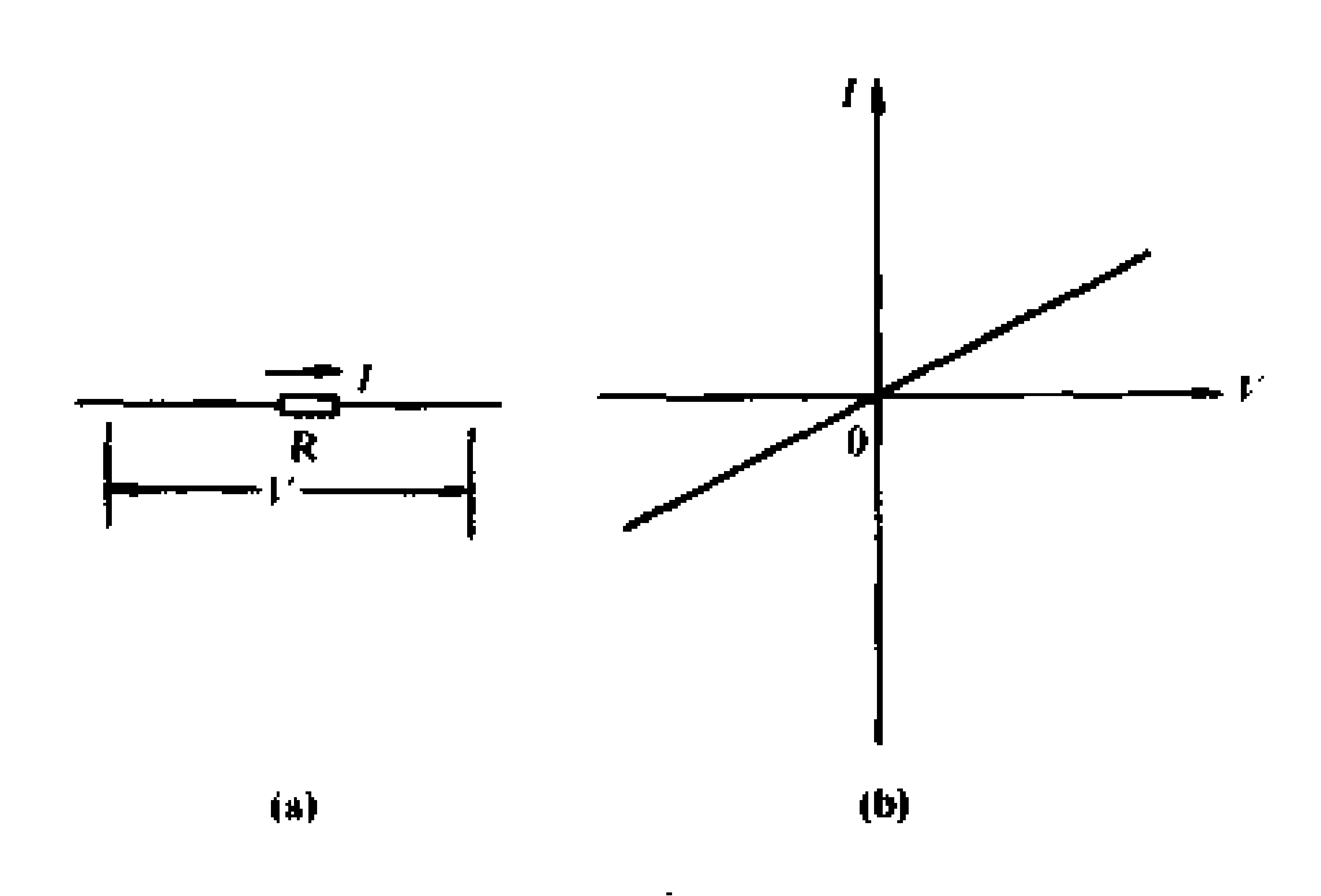


图 2-22 线性电阻的伏安特性

我们再回忆一下晶体二极管的正向伏安特性曲线。二极管外加正向电压 V，将产生正向电流 I，电流 I 的大小不是与电压 V 成正比地变化，所以伏安特性不是一条直线，这就意味着二极管的电阻不是一个常数，而是随其工作电流的变化而改变的，是一种典型的非线性元件。与此类似，晶体管的输入特性也不是

一条直线，所以晶体管输入回路的电阻 r_{be} 是典型的非线性电阻，如图 2－23 所示。

由于放大电路中的晶体管是非线性元件，给电路的分析与计算带来很大的困难。但是，人们在实践中逐步认识到，在小信号的条件下，可以近似地把晶体管等效为由线性元件组成的简单电路，从而使电路的分析与计算大为简化。

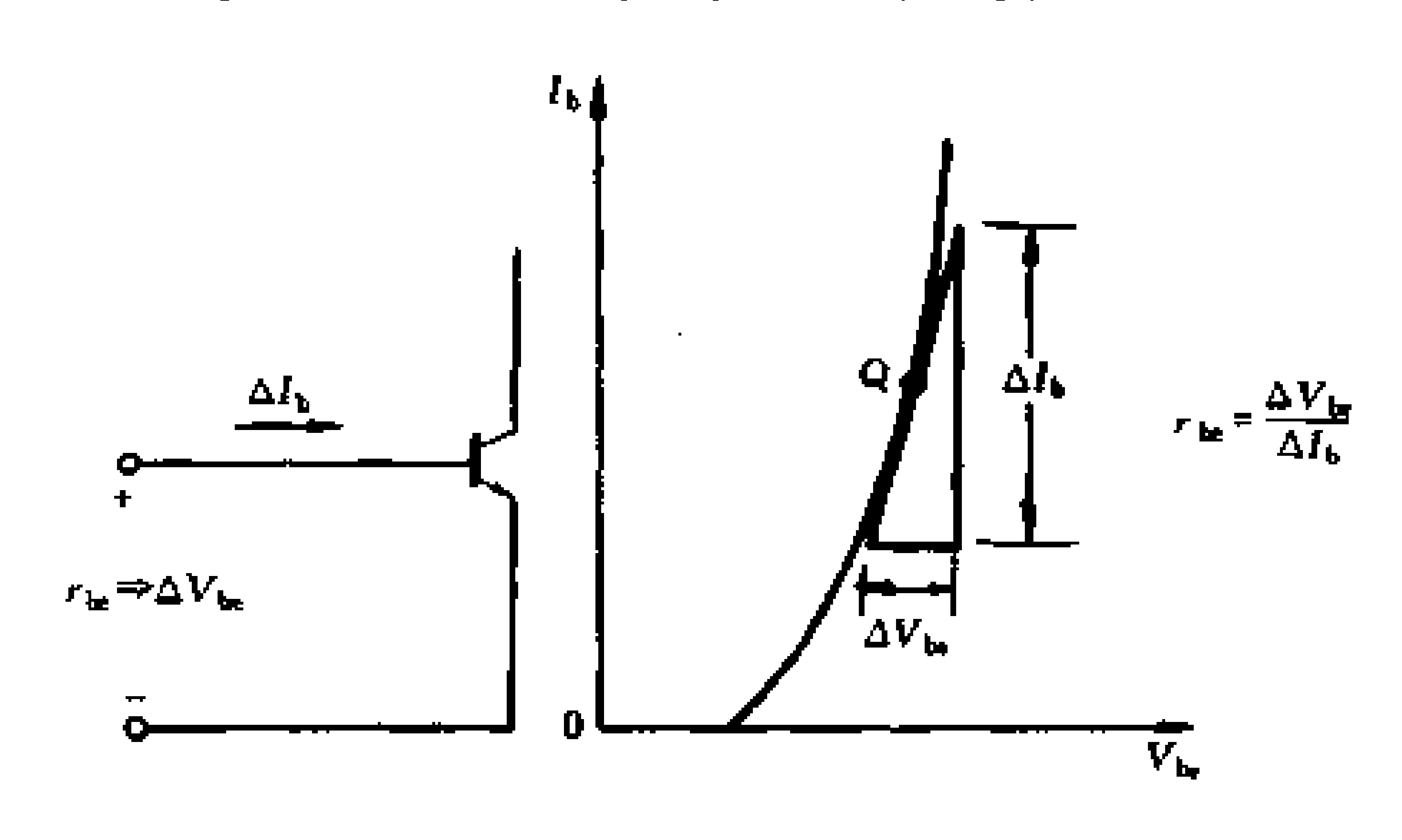


图 2－23　非线性电阻 r_{be}

“等效”是什么意思呢？我们用图 2－24 来说明。将晶体管用一个方框代替，当方框的外部电压、电流的关系与晶体管一致时，我们就说方框内的电路与晶体管“等效”，与方框内电路的结构和形式无关。图 2－24 所示的电路有两个输入端和两个输出端，我们称它为“双口网络”。晶体管等效电路就是在一定条件下，利用电阻、恒流源等常见的线性元件来构成双口网络中的线性电路。

晶体管等效电路的形式很多，我们先来介绍简化的低频小信号等效电路。低频是指信号频率不超过 200kHz，小信号是指信号变化范围不超出晶体管特性曲线的线性放大区。

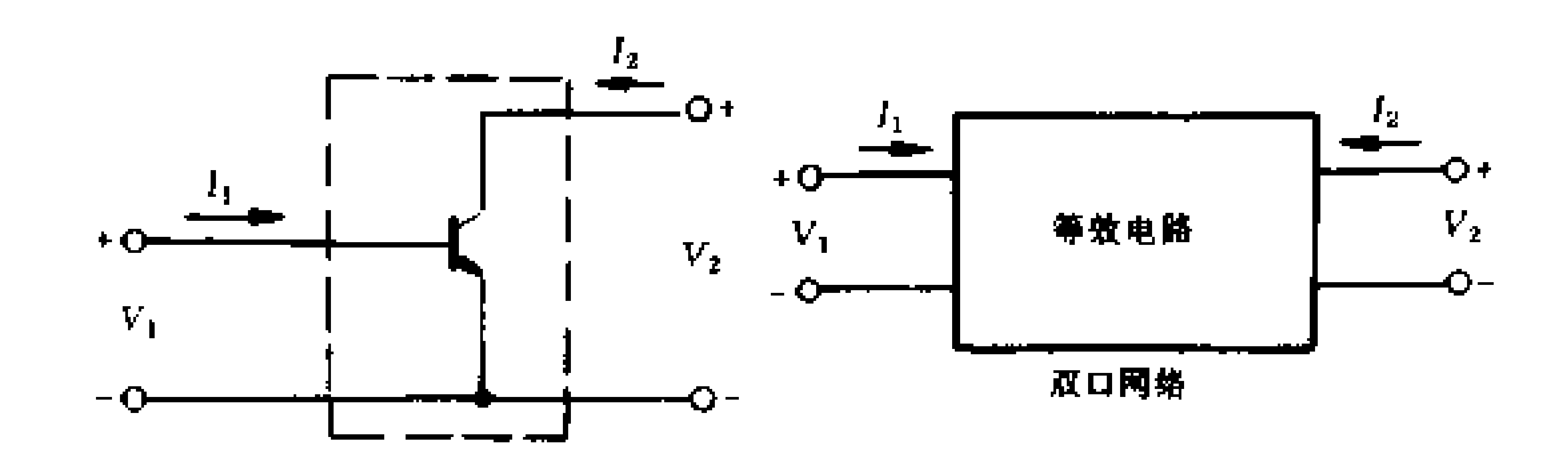


图 2-24 等效的意义

我们先来研究晶体管的输入回路(图 2-23),在输入端 b、e 之间外加信号电压 ΔV_{be},就会在输入回路中产生信号电流 ΔI_b,这样,就可以把晶体管的输入回路等效为一个电阻,称为晶体管的输入电阻 r_{be},即

$$r_{be} = \frac{\Delta V_{be}}{\Delta I_{be}}$$

r_{be}是非线性电阻,它的大小随静态工作点 Q 的变化而改变。但是,若静态工作点已经选定,输入交流信号的幅度很小(例如 v_{sr} 在微伏或毫伏数量级),则信号变化只引起瞬时工作点在 Q 点附近很小的范围内移动,这段反映信号变化轨迹的线段很小,可以近似地把它看成直线,于是 r_{be}值也可以近似看成是一个线性电阻,在电路计算时把它作为一个定值,使晶体管的输入回路由非线性电路转化成线性电路。需要再次强调,把晶体管的输入回路等效为由线性电阻 r_{be}构成的线性电路,必须是在选定了合适的静态工作点 Q 后,在低频小信号条件下才有实际意义。

接着再来分析晶体管的输出回路。大家知道,晶体管是一种电流控制器件,只要管子工作在放大状态,它的集电极电流 ΔI_c完全由基极电流 ΔI_b决定,即

$$\Delta I_c = \beta \Delta I_b$$

ΔI_c与输出回路外接电路元件的参数几乎无关。这样,输出回路

就可以等效为一个由基极电流 ΔI_b控制的受控恒流源 $\beta\Delta I_b$。

图 2-25 绘出了简化的晶体管低频小信号等效电路。电路

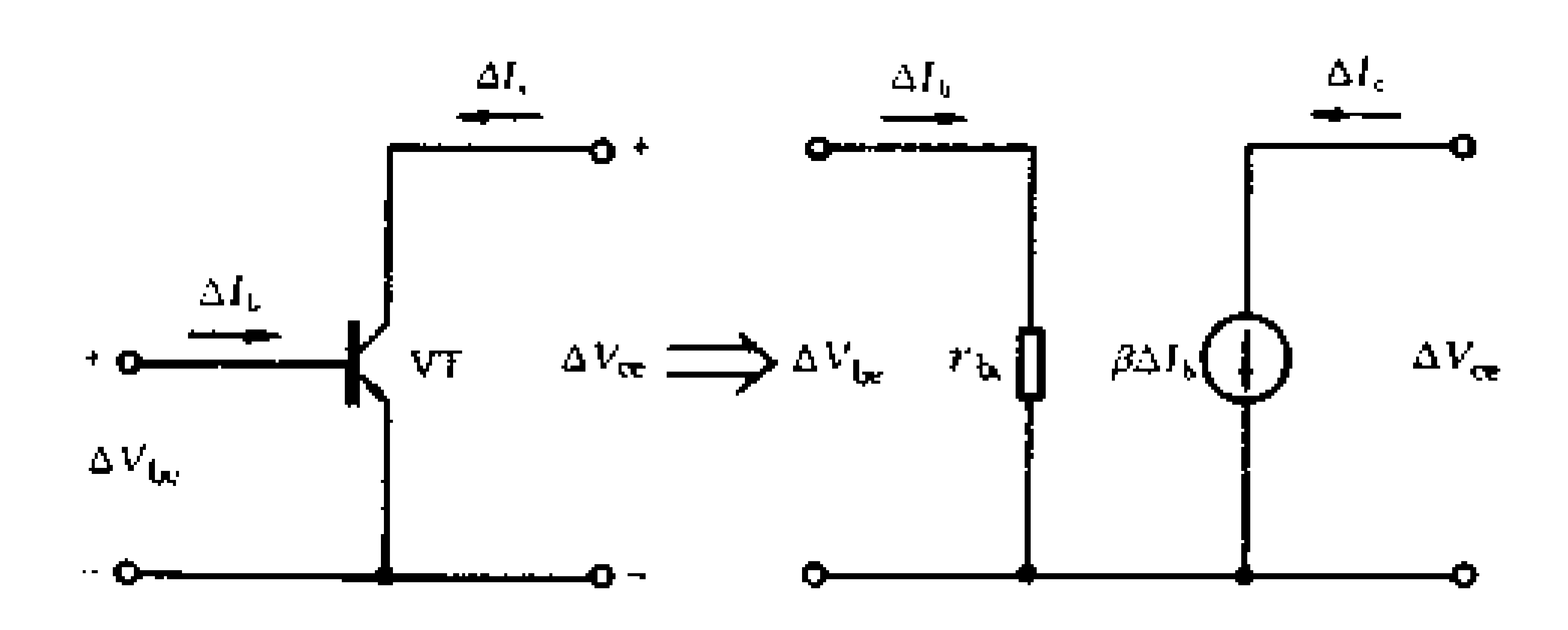


图 2-25 简化的晶体管低频小信号等效电路

中忽略了晶体管输出回路对输入回路的内反馈作用，并把受控恒流源的内阻视为无穷大，这在工程估算中是完全允许的，所以把图 2-25 的电路称为简化的晶体管低频小信号等效电路。有些图书资料及测试仪器上把 r_{be}称为 h_{ie}，把 β 称为 h_{fe}，请读者记牢。

在放大电路的分析与计算时，必须知道 r_{be}的大小。在低频小信号的条件下，晶体管的输入电阻 r_{be}可由下式近似算出

$$r_{be} = \frac{\Delta V_{be}}{\Delta I_b} = 300 + (1 + \beta)\frac{26}{I_{eQ}(\mathrm{mA})}(\Omega)$$

式中，I_{eQ}是晶体管静态发射极电流，一般取 $I_{cQ} \approx I_{eQ}$。

利用晶体管低频小信号等效电路就可以对放大电路进行动态分析，也就是在选定了合适的静态工作点后，利用等效电路计算电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

在图 2-26 的单管放大电路中，晶体管用它的低频小信号等效电路替换后，就成为一个完全由线性元件组成的电路。必须说明，图 2-26 所示的放大电路的低频小信号等效电路，是交

流信号的通路，它与静态工作电压和电流无关，所以称之为交流等效电路或放大电路的交流通道。在交流等效电路中，直流电源 E_c 可以视为对交流信号短路，所以用短路线代替，耦合电容器 C_1、C_2 对交流信号阻力很小，也可看作对交流信号短路，于是 R_b 和 R_c 接电源 E_c 的一端对交流信号而言应接在"地"端。

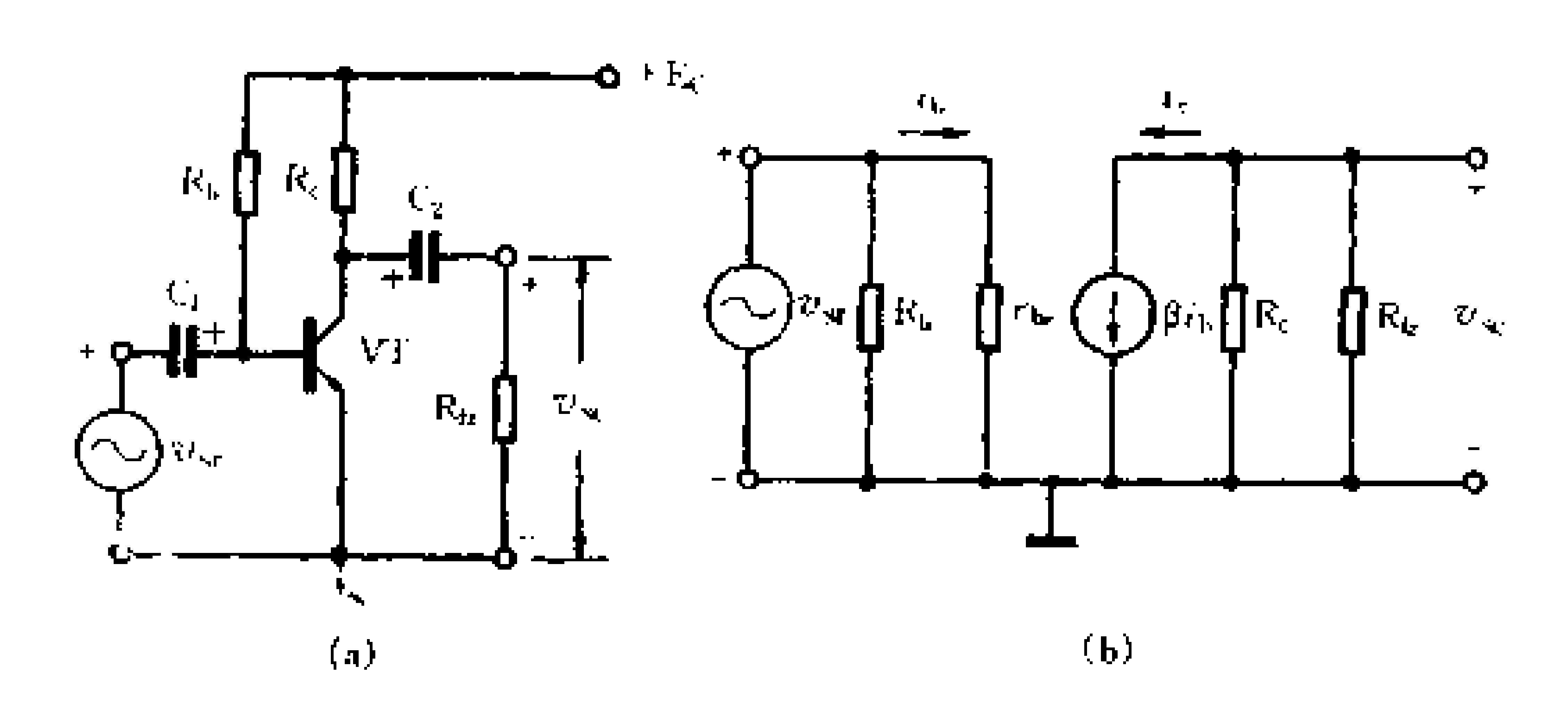


图 2－26 放大电路的低频小信号等效电路

由图 2－26 可见，基极信号电流 i_b 为

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}} = \frac{v_{sr}}{r_{be}}$$

注入基极的信号电流 i_b，在集电极引起了信号电流 i_c，即

$$i_c = \beta i_b$$

放大电路外接负载电阻 R_{fz} 与 R_c 是并联关系，它们并联后的等效电阻叫总负载电阻，用 R'_{fz} 表示，即

$$R'_{fz} = \frac{R_c R_{fz}}{R_c + R_{fz}}$$

集电极电流 i_c 流过总负载电阻 R_{fz} 时产生的电压降就是放大电路的输出电压 v_{sc}，即

$$v_{sc} = -i_c R'_{fz}$$

式中的负号表示输出电压与输入电压相位相反。

放大电路的电压放大倍数为

$$K_V = \frac{v_{sc}}{v_{sr}}$$

将 $v_{sr} = i_b r_{be}$ 和 $v_{sc} = -i_c R'_{fz}$ 代入上式

$$K_v = \frac{-i_c R'_{fz}}{i_b r_{be}} = -\frac{\beta i_b R'_{fz}}{i_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_{fz}}{r_{be}}$$

这就是计算单管放大电路电压放大倍数的常用公式。

[例题] 试计算图 2 - 27(a)所示放大电路的电压放大倍数。

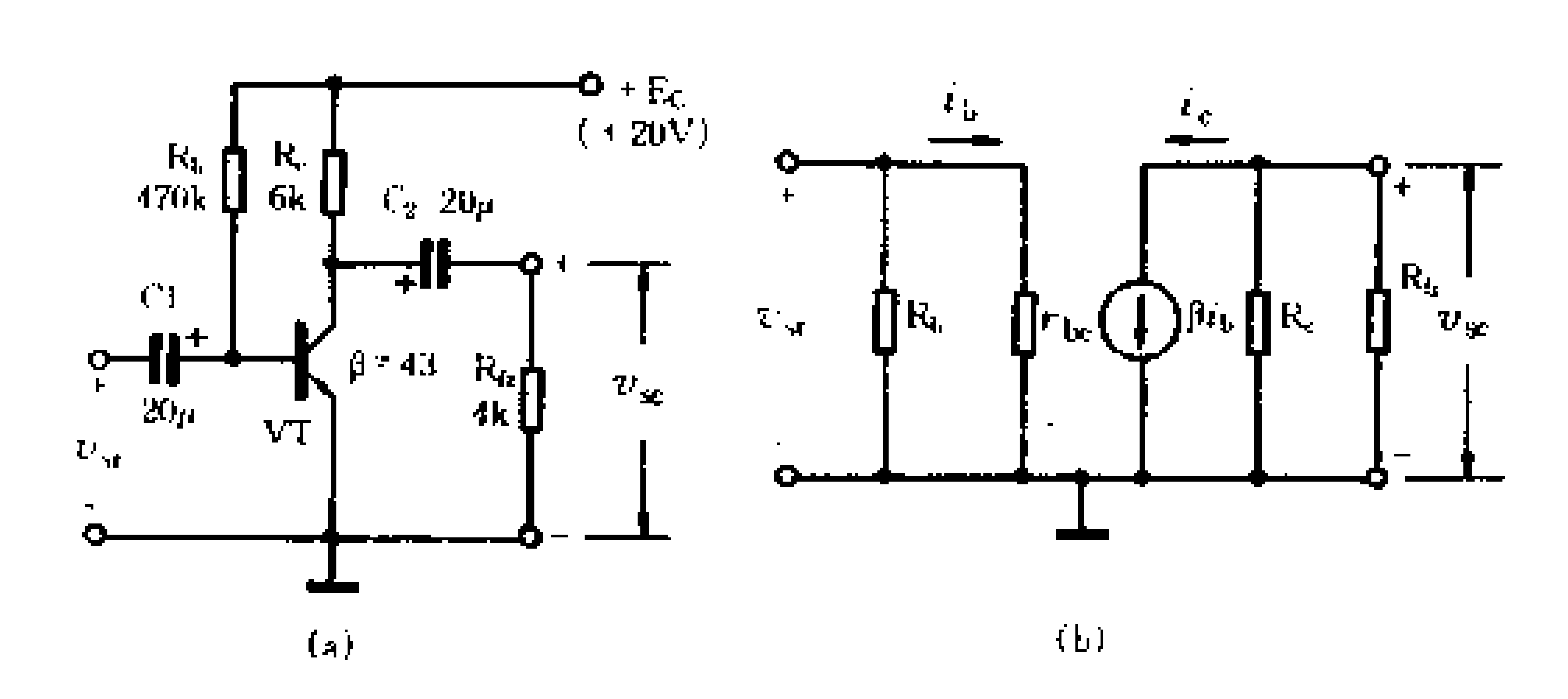


图 2 - 27 例题

解:根据图 2 - 27(a)计算静态基极电流

$$I_{bQ} \approx \frac{E_c}{R_b} = \frac{20}{470} = 0.04(\text{mA})$$

静态集电极电流为

$$I_{cQ} = \beta I_{bQ} = 43 \times 0.04 = 1.72(\text{mA})$$

绘出放大电路的低频小信号等效电路,如图 2 - 27(b)所示。先计算晶体管的输入电阻 r_{be}

$$r_{be} = 300 + (1+\beta)\frac{26}{I_{eQ}} \approx 300 + (1+43)\frac{26}{1.72} = 965(\Omega)$$

再计算总负载电阻 R'_{fz}

$$R'_{fz} = \frac{R_c R_{fz}}{R_c + R_{fz}} = \frac{6\times4}{6+4} = 2.4(k\Omega)$$

电压放大倍数 K_v 为

$$K_v = -\frac{\beta R'_{fz}}{r_{be}} = -\frac{43\times2.4}{0.965} = -107$$

五、偏置稳定电路

第一章讲述晶体管特性时曾经指出，晶体管的主要参数与温度有密切关系，温度变化所引起的晶体管参数的改变，必然会使放大电路的静态工作点发生漂移。这里再进一步分析主要参数与温度变化的关系及其对静态工作点的影响。

（1）晶体管前向压降 V_{be} 的温度漂移

理论分析和实测都可以证明，晶体管前向压降 V_{be} 随温度 T 的升高按线性减小。不论硅管和锗管，在相当大的温度范围内，都遵循以下规律：

$$\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = -(2\sim2.5)\text{mV/℃}$$

V_{be} 的漂移对静态工作点的影响，主要是使静态基极电流 I_{bQ} 发生变化，可以用图 2－28 加以说明。加了在输入特性曲线上确定静态工作点 Q，可以采用图解分析法。首先画出输入负载线，负载线方程为

$$V_{beQ} = E_b - I_{bQ}R_b$$

这条负载线与输入特性曲线的交点 Q，就是静态工作点 Q。由图可见，当温度由 20℃ 升高到 50℃ 时，输入特性曲线向左漂

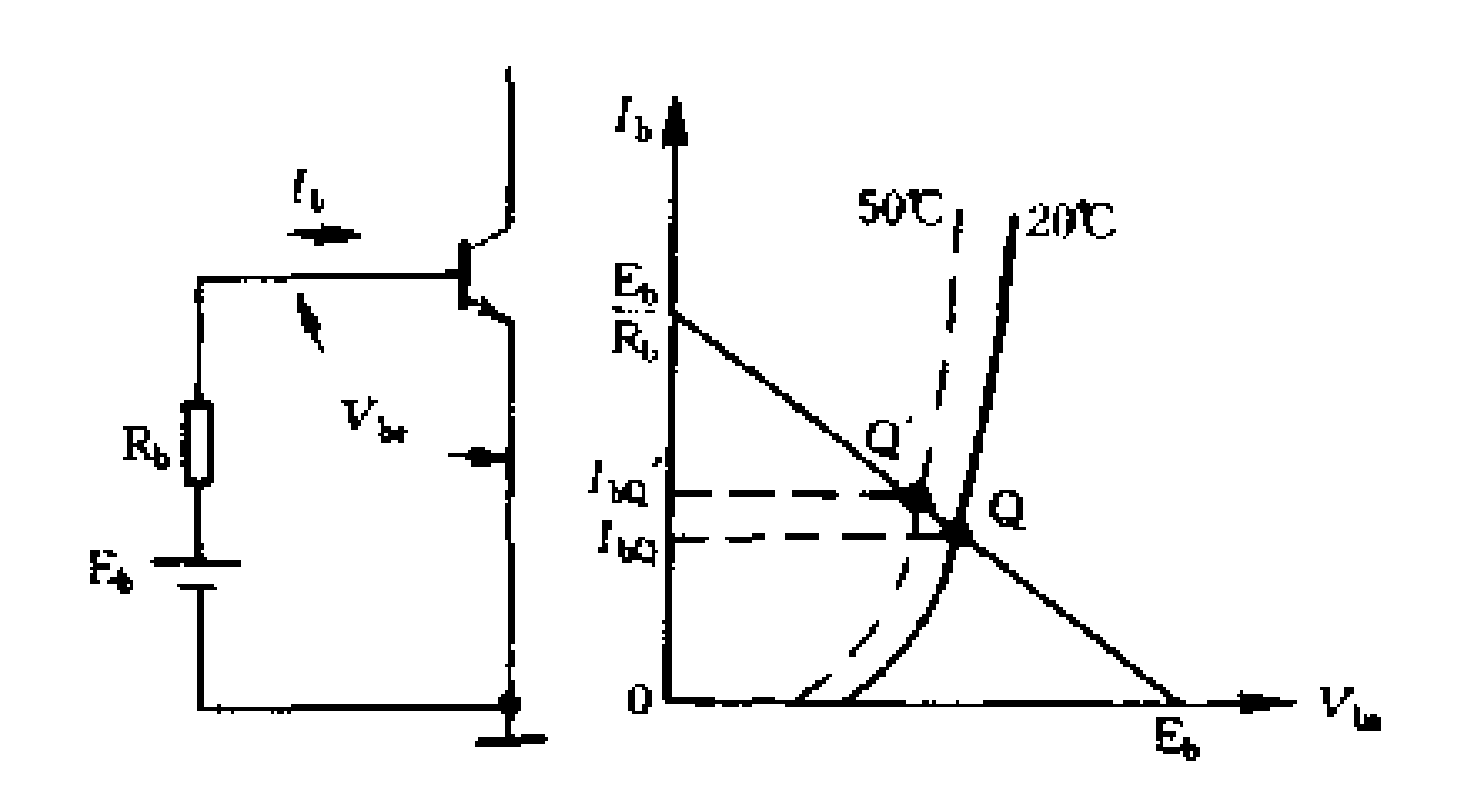


图 2-28 V_{beQ}的温度漂移对 I_{bQ}的影响

移,使静态工作点由 Q 点变为 Q'点,相应的 I_{bQ}增加到 I'_{bQ},最后导致静态集电极电流 I_{cQ}随之增大。

(2) 电流放大系数 β 的温度漂移

电流放大系数 β 值随温度 T 的升高而增大。β 的温度系数常用相对值$\frac{1}{\beta}\frac{\Delta\beta}{\Delta T}$表示,据测试结果,其值为

$$\frac{1}{\beta}\frac{\Delta\beta}{\Delta T} = (0.5\% \sim 1\%)/℃$$

(3) 集电极反向饱和电流 I_{cbo}的温度漂移

I_{cbo}随温度 T 的升高按指数规律增加,大约温度每升高 10℃,I_{cbo}增加一倍。在共发射极电路中,I_{cbo}还会引起更为有害的穿透电流 I_{ceo},即

$$I_{ceo} = (1+\beta)I_{cbo}$$

I_{ceo}是 I_{cQ}的一部分,也将引起 I_{cQ}随温度升高而增大。

图 2-29 所示的单管放大电路,静态基极电流 I_{bQ}是由电源 E_c 通过偏流电阻 R_b 提供的,即

$$I_{bQ} = \frac{E_c - V_{be}}{R_b} \approx \frac{E_c}{R_b}$$

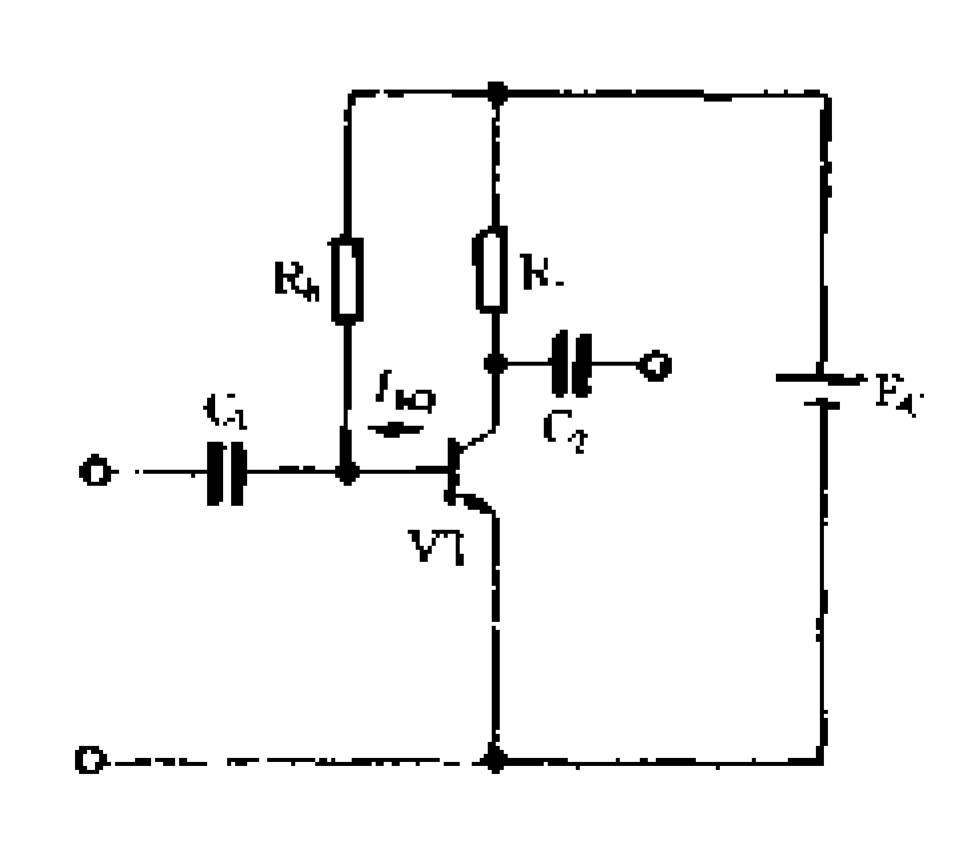


图 2－29 固定偏置电路

当 R_b 固定后，I_{bQ} 也基本固定，所以常称它为固定偏流电路。静态集电极电流 I_{cQ} 为

$$I_{cQ}=\beta I_{bQ}+I_{ceo}$$

当温度升高时，β 值和 I_{ceo} 都要变大，V_{be} 则减小，而 V_{be} 减小又会引起 I_{bQ} 增大。因此，温度升高，上式中的 β、I_{bQ} 和 I_{ceo} 同时变大，导致静态集电极电流 I_{cQ} 显著增大。值得注意的是 I_{cQ} 随温度升高而增大时，可能出现所谓热失控状态。因为 I_{cQ} 流过集电结时会使结温升高，结温升高反映为 I_{ceo} 增大，I_{ceo} 的任何增大都会使 I_{cQ} 增大，I_{cQ} 的增大，结温又进一步升高。这一恶性循环一直持续到使结温超过最大容许值，造成晶体管损坏，或者由于 I_{cQ} 的增大使管子饱和，产生饱和失真。另一方面，当电路更换 β 值不同的晶体管时，也会使 I_{cQ} 发生改变，需要重新调整静态工作点。

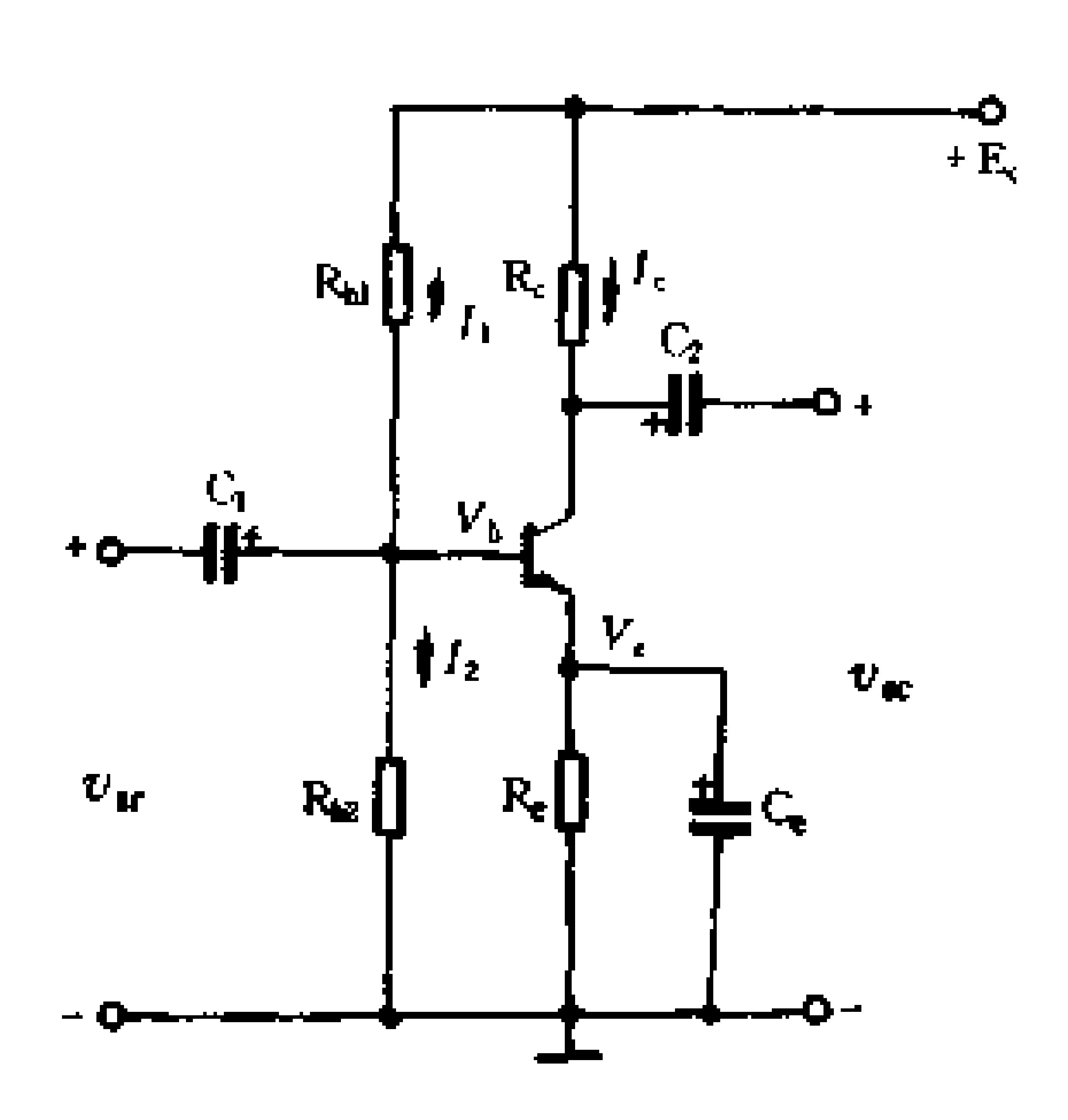


图 2－30 分压式电流负反馈偏置电路

综上所述，图 2－29 所示的固定偏流电路不能保证静态工作点的稳定，还需要对偏置电路进行改进。

图 2－30 所示是一种工作点稳定的典型电路，它采用 R_{b1}、R_{b2} 组成的分压电路供给基极偏流，所以叫分压式电流负反馈稳

定电路。

图中，流过 R_{b1} 的电流为 I_1，流过 R_{b2} 的电流为 I_2，则 $I_1 = I_{bQ} + I_2$，一般取 $I_1 \gg I_{bQ}$，则 $I_1 \approx I_2$，这时晶体管的基极电位 V_b 由 E_c 在 R_{b2} 上的分压来固定，它不随温度变化而改变，即

$$V_b = E_c \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

在晶体管的发射极串接了反馈电阻 R_e，静态发射极电流 I_{eQ} 在 R_e 上的电压降为 $V_e = V_b - V_{be} = I_{eQ}R_e$，在设计电路时如果满足 $V_b \gg V_{be}$，则 V_{be} 可以忽略，认为 $V_b = V_e = I_{eQ}R_e$，于是

$$I_{eQ} \approx \frac{V_b}{R_e} = \frac{E_c R_{b2}}{(R_{b1} + R_{b2})R_e}$$

由此可见，只要电路满足 $I_1 \gg I_b$ 和 $V_b \gg V_{be}$ 两个条件，则静态工作电流 I_{eQ}（或 I_{cQ}）主要由外电路参数 E_C、R_{b1}、R_{b2} 和 R_e 确定，与晶体管参数几乎无关，不仅提高了放大电路静态工作点的温度稳定性，而且在更换晶体管时，不必重新调整静态工作点。

实际上，图 2－30 所示的偏置稳定电路是利用负反馈（有关负反馈的原理将在本章后面叙述）抑制静态工作电流 I_{cQ} 的变化，可用下列负反馈流程图来表示，即

$$I_{cQ}\uparrow \longrightarrow I_{eQ}\uparrow \longrightarrow I_{eQ}R_e(V_e)\uparrow \xrightarrow{V_b\text{不变}} V_{be}\downarrow \longrightarrow I_{bQ}\uparrow \longrightarrow I_{cQ}\downarrow$$

由于晶体管发射极串接了反馈电阻 R_e，使交流信号也同时产生了强烈的负反馈，降低了放大电路的电压放大倍数，为了减少交流信号在 R_e 上的损失，常在 R_e 两端并联一个大容量的电容器 C_e（图中虚线所示），C_e 对交流信号可视为短路，所以称它为旁路电容器。

如上所述，这种电路能使静态工作点稳定，必须满足 $I_1 \gg I_b$ 和 $V_b \gg V_{be}$。从稳定工作点的角度来看，I_1 似乎越大越好，但 I_1 越大，要求 R_{b1}、R_{b2} 越小，不仅使电源消耗增大，也会对输入信号产生较大的分流作用。同样，V_b 也不是越大越好，V_b 越大，相应的 V_e 也越大，直流电压在 R_e 上的损失也越大，所以根据实践经验，一般选取

$$I_1 = (5 \sim 10) I_{bQ}$$

$$V_b = (5 \sim 10) V_{be}$$

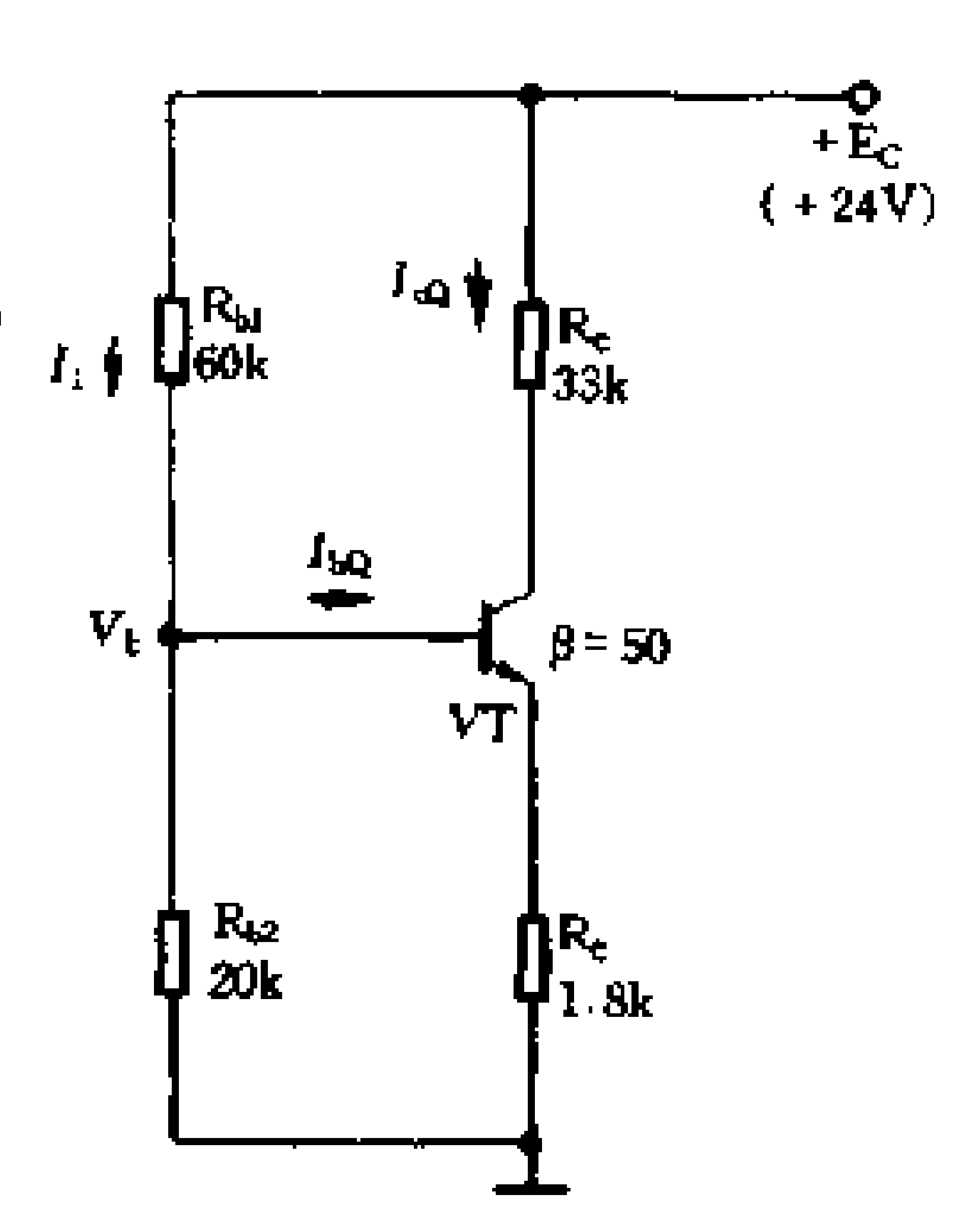


图 2－31　例题

［**例题**］　在图 2－31 所示的偏置稳定电路中，设晶体管的电流放大系数 $\beta = 50$，估算一下电路元件值能否满足静态工作点稳定条件。

解：先估算基极静态电位

$$V_b \approx \frac{E_c R_{be}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{24 \times 20}{60 + 20} = 6(\mathrm{V})$$

再计算发射极静态电流 I_{eQ}，即

$$I_{eQ} \approx \frac{V_b - V_{be}}{R_e} = \frac{6 - 0.7}{1.8} \approx 3(\mathrm{mA})$$

而

$$I_{bQ} \approx \frac{I_{eQ}}{\beta} = 60\mu A$$

现在回过头来检验一下稳定条件，I_1 为

$$I_1 \approx \frac{E_c}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{24}{60 + 20} = 0.3(\mathrm{mA})$$

可见，$I_1 = 5I_{bQ}$，符合第一个条件；$V_b \approx 9V_{be}$，符合第二个条件。电路可以起到稳定静态工作点的作用。

[**例题**] 试计算图 2－32所示的工作点稳定的放大电路的电压放大倍数。

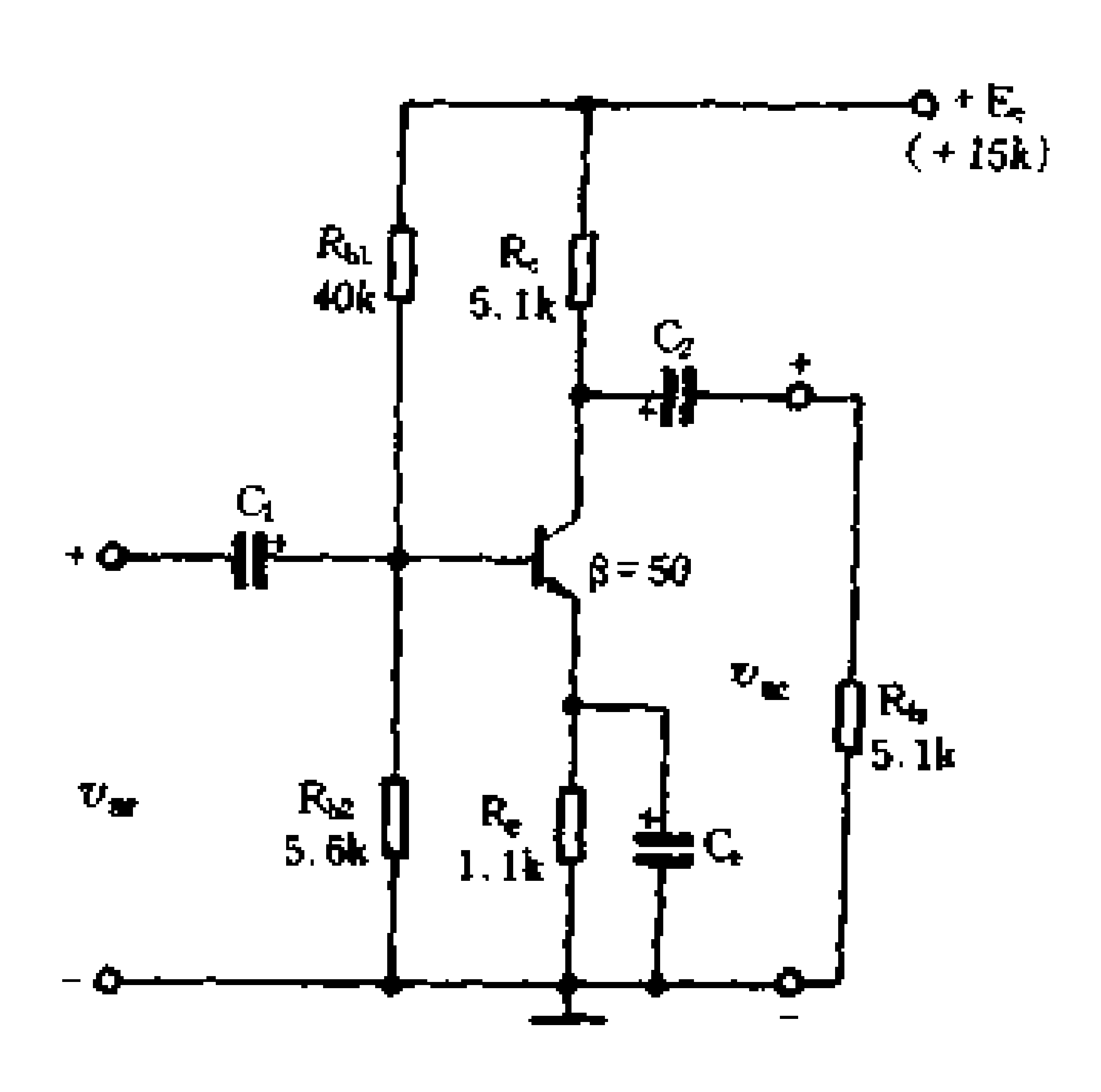


图 2－32 例题

解：

先计算电路的静态工作电流 I_{eQ}，由分压电路

$$V_b \approx \frac{E_c R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{15 \times 5.6}{40 + 5.6} = 1.84(\text{V})$$

$$V_e = V_b - V_{be} = 1.84 - 0.7 = 1.14(\text{V})$$

$$I_{eQ} = \frac{V_e}{R_e} = \frac{1.14}{1.1} = 1.04(\text{mA})$$

绘出放大电路的低频小信号等效电路，如图 2－33 所示。根据 I_{eQ}值算出晶体管的输入电阻为

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta)\frac{26}{I_{eQ}} = 300 + (1 + 50)\frac{26}{1.04} = 1575(\Omega)$$

总负载电阻为

$$R'_{fz} = \frac{R_c R_{fz}}{R_c + R_{fz}} = \frac{5.1 \times 5.1}{5.1 + 5.1} = 2.55(\text{k}\Omega)$$

电压放大倍数为

$$K_V = -\frac{\beta R_{fz}}{r_{be}} = -\frac{50 \times 2.55}{1.575} = 81$$

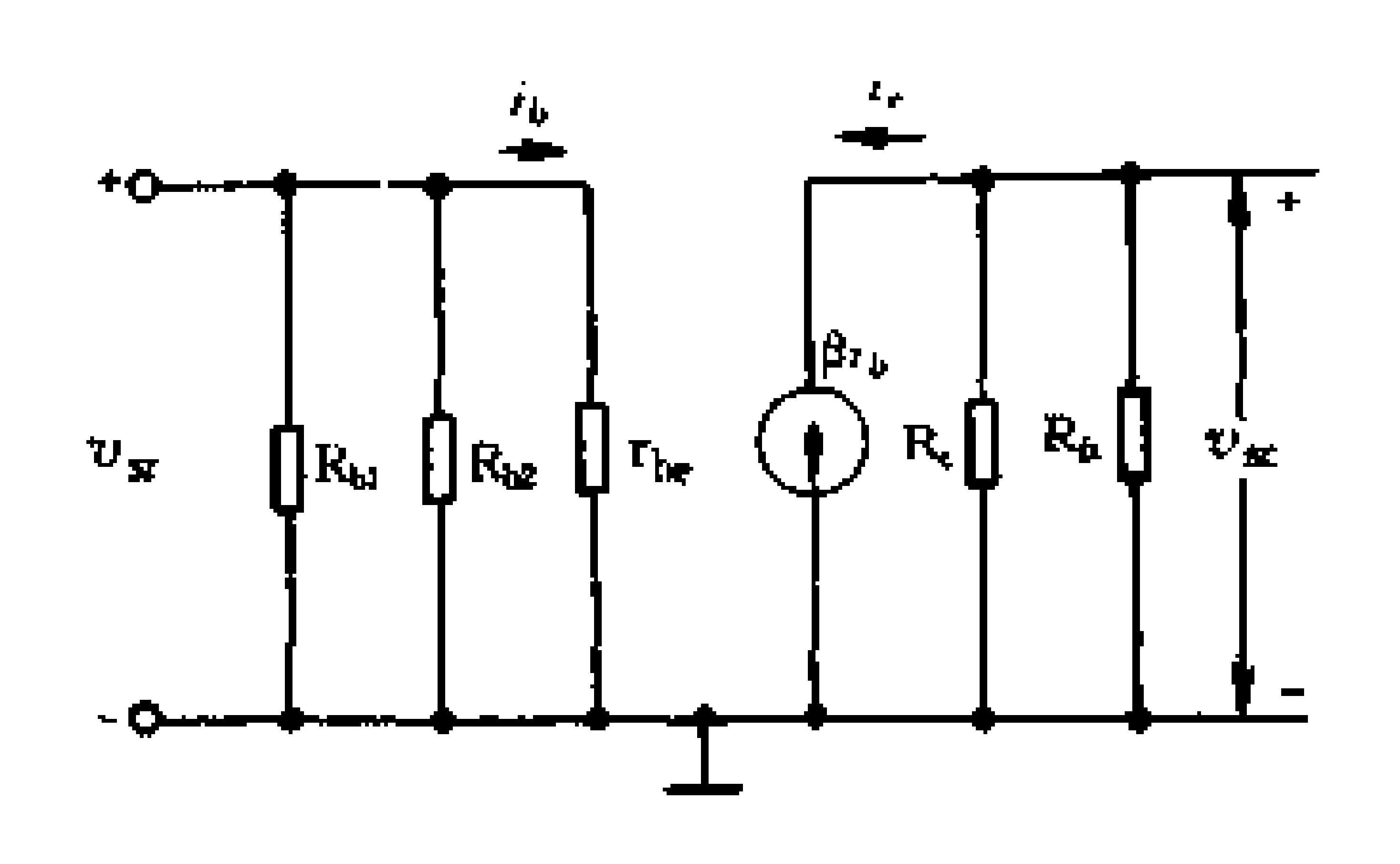


图 2-33　交流等效电路

六、共集电极与共基极放大电路

以上我们分析的放大电路都是共发射极放大电路，它的特征是电路中的核心元件晶体管以基极作为输入端，集电极作为输出端，发射极作为输入和输出的公共端。在实际应用中，也常采用共集电极放大电路和共基极放大电路。

1.共集电极放大电路

共集电极放大电路的原理图如图 2-34 所示。图中，基极电源 E_b 使晶体管发射结处于正向偏置，并通过 R_b 和 R_e 向基极提供合适的静态工作电流；E_c 使晶体管集电结处于反向偏置，并提供合适的静态集电极电流和发射极电流。交流信号 v_{sr} 从基极输入，产生变化的基极电流 i_b，再通过晶体管放大得到发射极电流 i_e，i_e 在发射极电阻上的电压降 i_eR_e 就是放大电路的输出电压 v_{sc}。由于信号从发射极输出，所以又叫射极输出器。对于交流信号而言，直流电

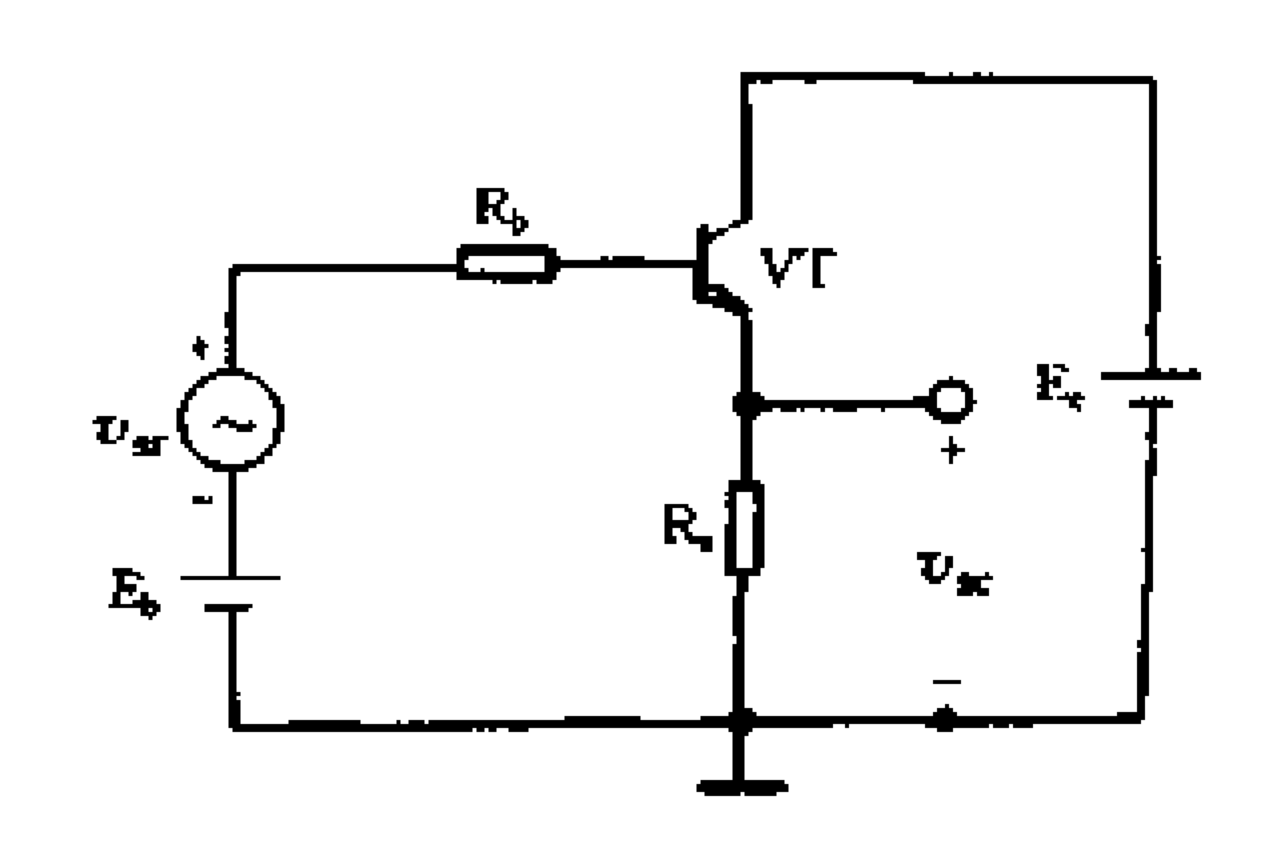


图 2-34　共集电极放大电路

源相当于对交流短路，所以晶体管的集电极就成为输入、输出的公共端，放大电路就成为共集电极组态。

我们用晶体管低频小信号等效电路可以把图2-34所示的放大电路等效成线性电路，如图2-35所示。由图可以写出放大电路的输入电压为

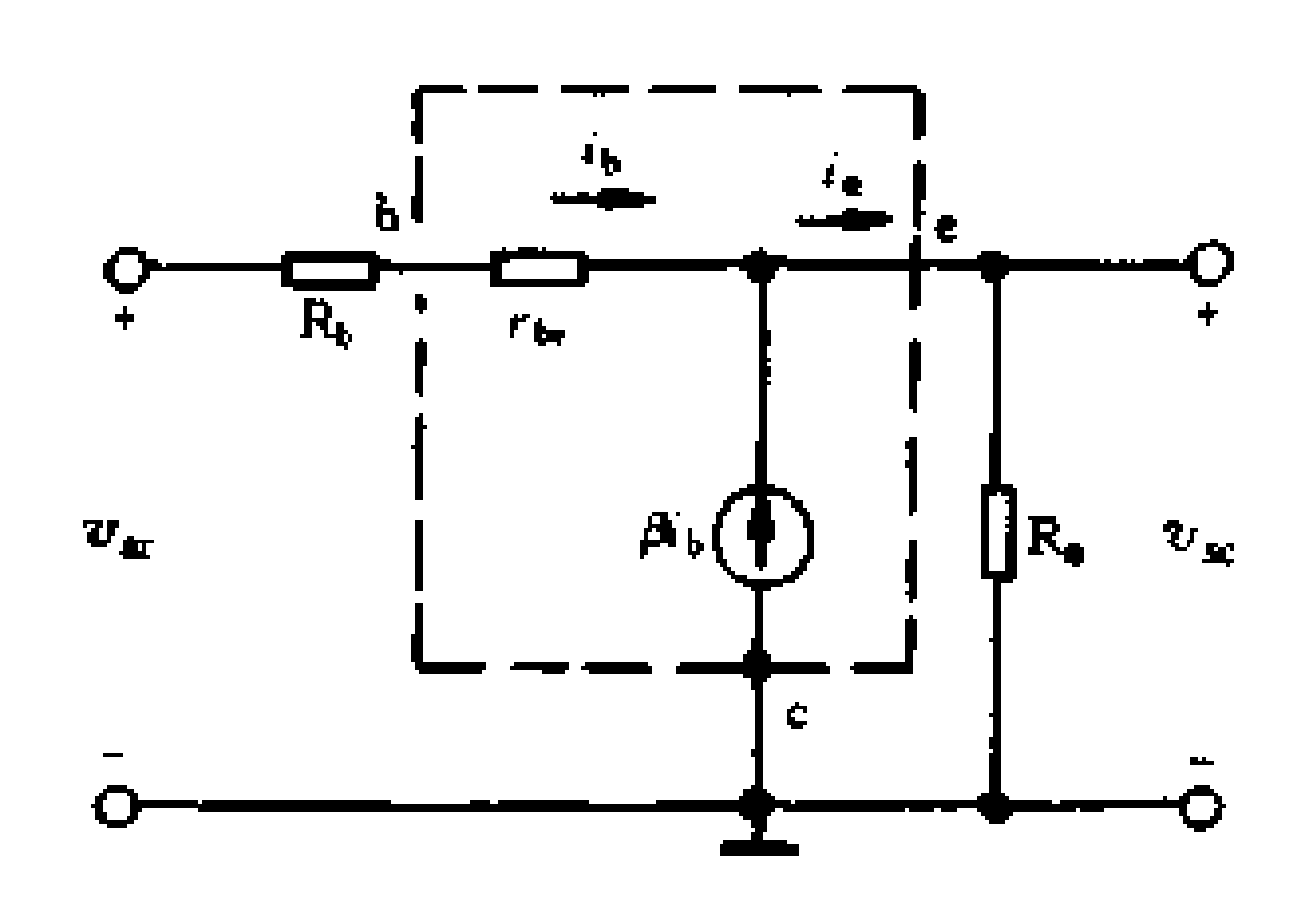


图2-35 共集放大电路的交流等效电路

$$v_{sr} = i_b(R_b + r_{be}) + i_e R_e$$

输出电压为

$$v_{sc} = i_e R_e$$

由此可以计算电压放大倍数为

$$K_V = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{i_e R_e}{i_b(R_b + r_{be}) + i_e R_e}$$
$$= \frac{(1+\beta) i_b R_e}{i_b(R_b + r_{be}) + (1+\beta) i_b R_e}$$
$$= \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + r_{be} + (1+\beta) R_e}$$

由上列计算电压放大倍数的公式可以看到：(1)电压放大倍数 $K_V<1$，但在 $(1+\beta)R_e$ 比 (R_b+r_{be}) 大很多的情况下，K_V 将接近于1。虽然 K_V 略小于1，但它的输出电流 i_e 比输入电流 i_b 要大 $(1+\beta)$ 倍，所以这个电路仍有功率放大作用；(2) K_V 是正值，说明输出电压与输入电压同相。根据这两个特点，输出电压好象在“跟随”着输入电压而变化，所以在工程上常称它为“射极跟随器”简称为“跟随器”。

共集电极放大电路实质上是一种深度负反馈放大电路，它的突出特点就是输入电阻大、输出电阻小，从而获得广泛的应用。本章第五节还将再作具体分析。

2.共基极放大电路

共基极放大电路的原理图如图 2－36(a)所示，图 2－36(b)

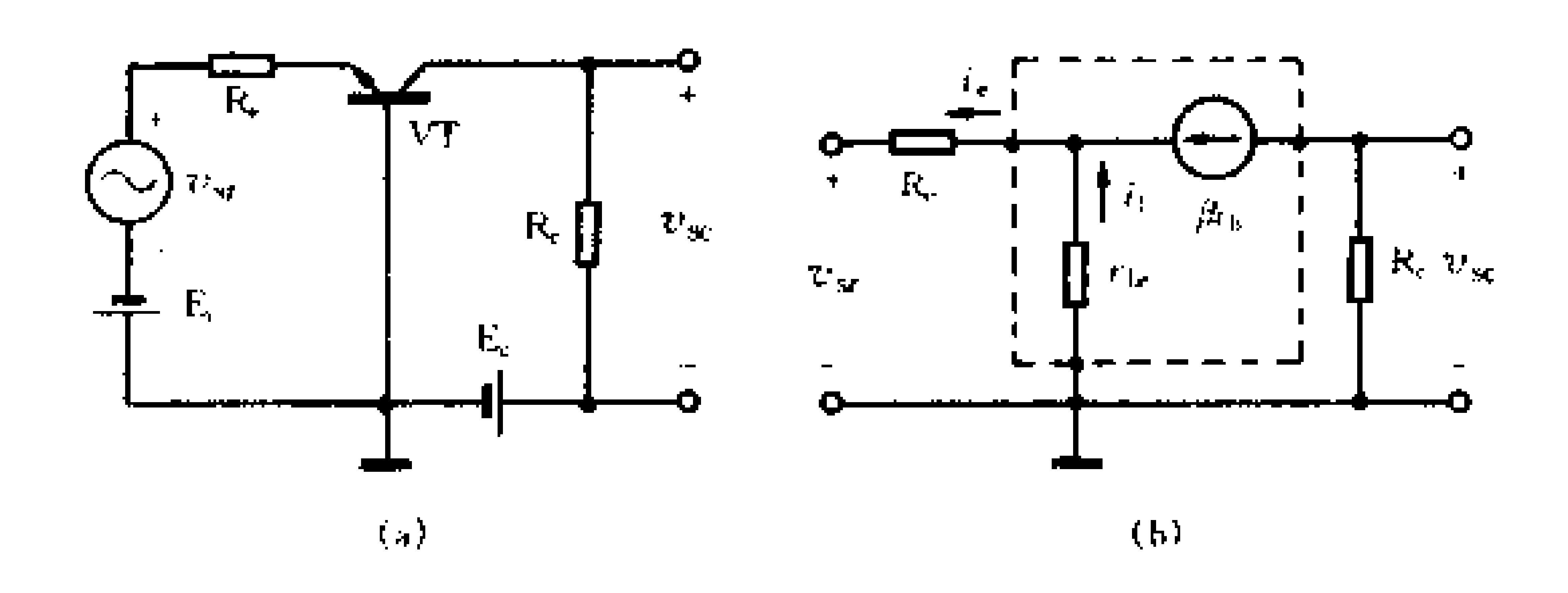


图 2－36　共基极放大电路

是它的交流等效电路。由图可以写出计算电压放大倍数的公式

$$K_V = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{-\beta i_b R_c}{-(i_b r_{be} + i_e R_e)} = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1+\beta) R_e}$$

显而易见，共基极放大电路的特点是：(1)输出电压与输入电压同相；(2)当 $R_e = 0$ 时，电压放大倍数和共发射极放大电路 $R_b = 0$ 时相同，绝对值为 $\beta R_c / r_{be}$。需要说明的是，共基极电路的频率特性较好，在高频电路中多采用共基极电路。

七、MOS 场效应管放大电路

场效应管和晶体管一样能实现信号的控制，具有“以小控制大，以弱控制强”的功能，所以也可以用它组成放大电路。在第一章中曾简单叙述过场效应管放大信号的原理。从结构上看，场效应管与晶体管都有三个电极，分别是 G、D、S 和 b、c、e，如图

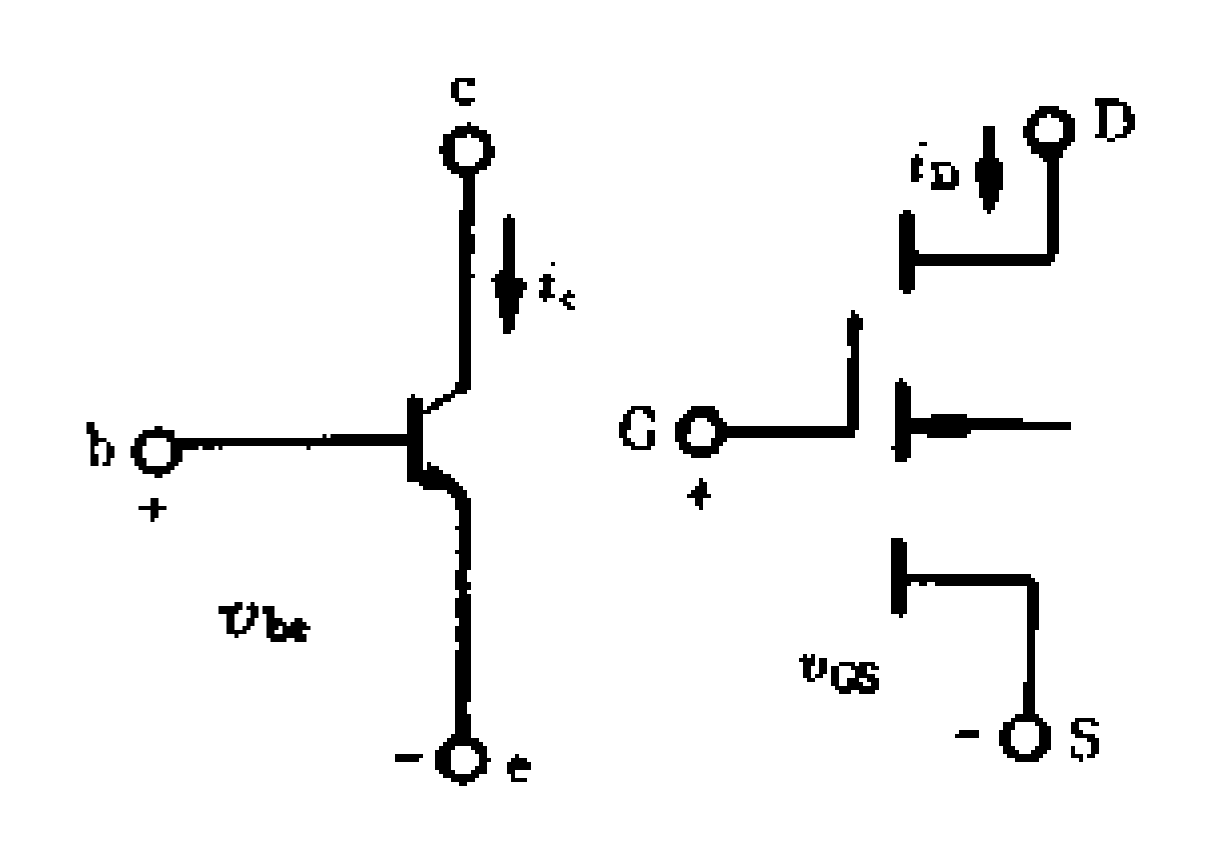


图 2－37　晶体管与 MOS 场效应管

2－37 所示。从工作原理上看，它们都有对输出电流（i_D 或 i_c）的控制作用：晶体管通过 v_{be} 及 i_b 来控制 i_c；场效应管通过 v_{GS} 来控制 i_D。这两种器件之间有着某种对应的关系，即 G→b、D→c、S→e，v_{GS}→v_{be}，i_D→i_c。根据这种对应关系，就可以按照晶体管放大电路的模式构成场效应管基本放大电路（图 2－38）。下面简要介绍 MOS 场效应管放大电路的基本分析方法。

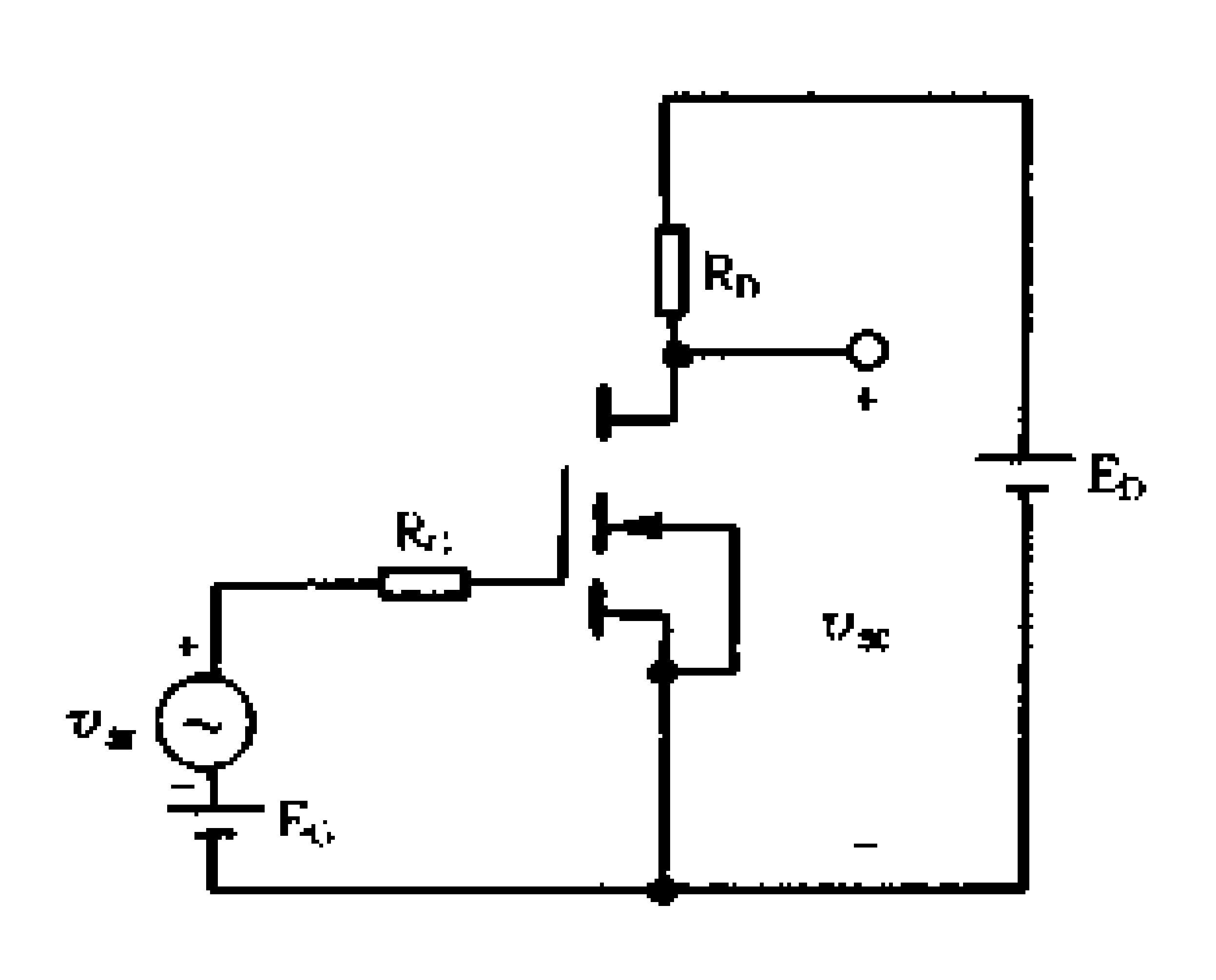


图 2－38　MOS 场效应管基本放大电路

1. 场效应管低频小信号等效电路

场效应管是一种电压控制器件，它的漏极电流 i_D 是受栅极电压 v_{GS} 控制的。在输入回路中，MOS 管的输入电阻 r_{GS} 可达 $10^9\Omega$，G、S 之间可视为开路。在输出回路中，由于 i_D 和 v_{GS} 之间的关系可以用跨导 g_m 来表示，即

$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}$$

所以

$$\Delta i_D = g_m \Delta v_{GS}$$

因此，输出回路可以用一个恒流源表示输入量对输出量的控制作用。这样，就可获得简化的 MOS 的场效应管低频小信号等效电路，如图 2－39 所示。

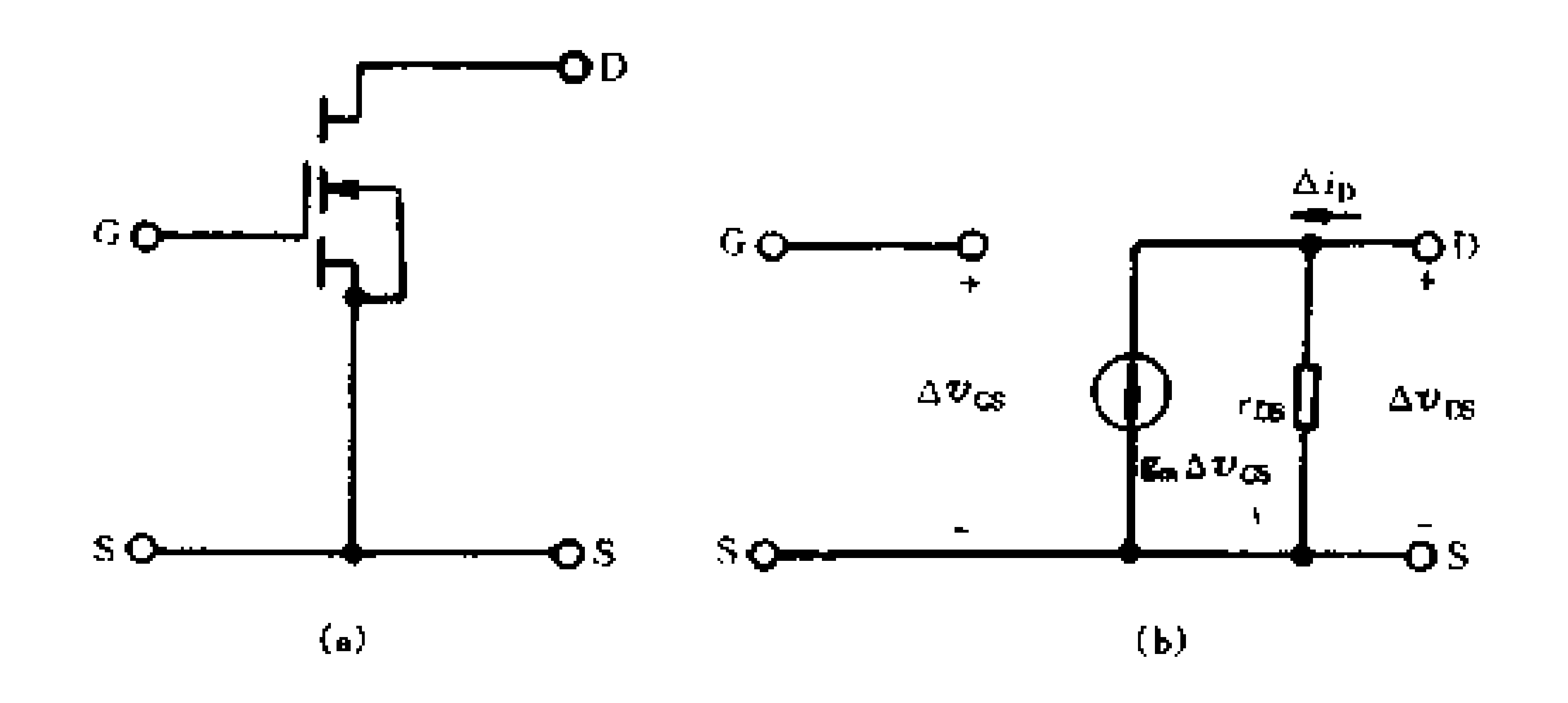


图 2-39 MOS 管低频小信号等效电路

2. 共源极放大电路的分析

图 2-40 所示是两种实际的 MOS 场效应管放大电路。由于场效应管是电压控制器件,静态工作点主要由栅偏压确定。一般来说,场效应管放大电路的栅偏压并不单独使用 E_G 而是通过以下两种方法获得:第一种方法是把电源 E_D 分压后作栅偏压,如图 2-40(a)所示;第二种方法是在源极串联一个电阻 R_S,利用漏极电流 i_D 在电阻 R_S 上产生的电压降作栅偏压,如图 2-40(b)所示。

图 2-40(a)中,场效应管的栅极电压 V_G 由电源电压 E_D 经电阻 R_{G1}、R_{G2}分压得到,即

$$V_{G1} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

因为栅-源极之间的直流电阻很高,R_G 中基本没有电流,所以

$$V_G = V_{G1} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

栅-源极之间的偏置电压 v_{GS}为

$$v_{GS} = V_G - V_S = V_G - i_D(R_S + R_{SF})$$

图 2-40(b)所示的自给栅偏压电路中,由于栅极电阻 R_G

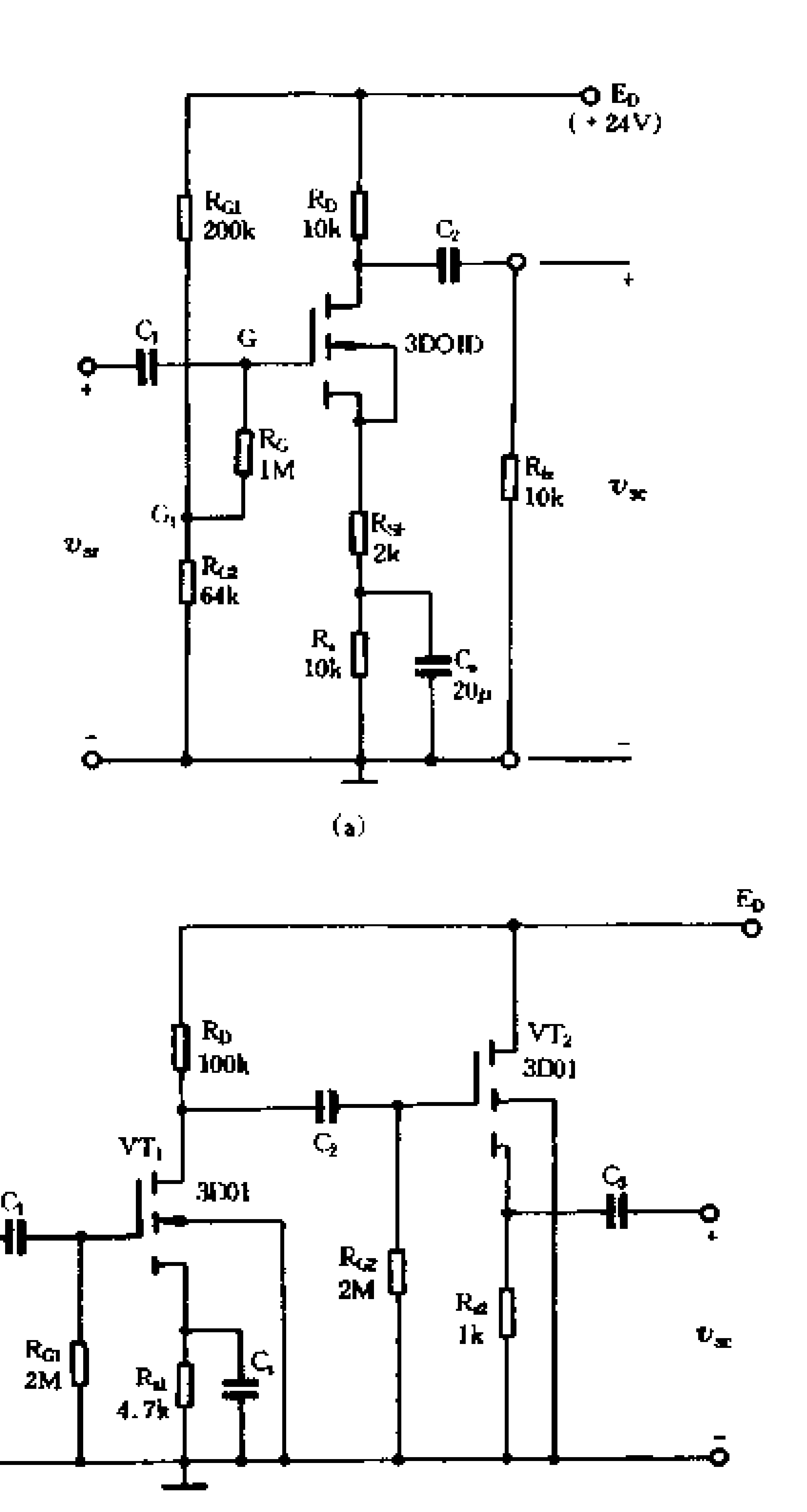


图 2－40　MOS 管放大电路实例

接地，R_G中又基本上没有电流，故 $V_G=0$，此时栅－源极之间的偏置电压为

$$v_{GS}=V_G-V_S=-i_DR_S$$

[例题] 图2－40(a)所示的场效应管放大电路中，采用的是N沟道耗尽型MOS场效应管，它的夹断电压 $V_P=-0.8V$，饱和漏极电流 $I_{DSS}=0.18mA$，试计算静态工作点。

解：根据电阻分压关系算出G点电位

$$V_G\approx V_{G1}=E_D\frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}}=\frac{24\times 64}{200+64}\approx 5.8(V)$$

若 $V_G\gg|V_{GS}|$，则有

$$V_G\approx i_D(R_S+R_{SF})$$

所以

$$i_D\approx\frac{V_G}{R_S+R_{SF}}=\frac{5.8}{10+2}=0.48(mA)$$

$$\begin{aligned}V_{DS}&=E_D-i_D(R_D+R_{SF}+R_S)\\&=24-0.48(10+2+10)\\&\approx 13.4(V)\end{aligned}$$

为了计算图2－40(a)所示放大电路的电压放大倍数，我们给出它的交流等效电路，如图2－41所示。

从等效电路的输出端可以计算出输出电压

$$v_{sc}=-i_DR'_{fz}=-g_mv_{GS}R'_{fz}$$

输入电压为

$$v_{sr}=v_{GS}$$

电压放大倍数为

$$K_V=\frac{v_{sc}}{v_{sr}}=\frac{-g_mv_{GS}R'_{fz}}{v_{GS}}=-g_mR'_{fz}$$

上式表明，共源极场效应管放大电路的电压放大倍数与场效应

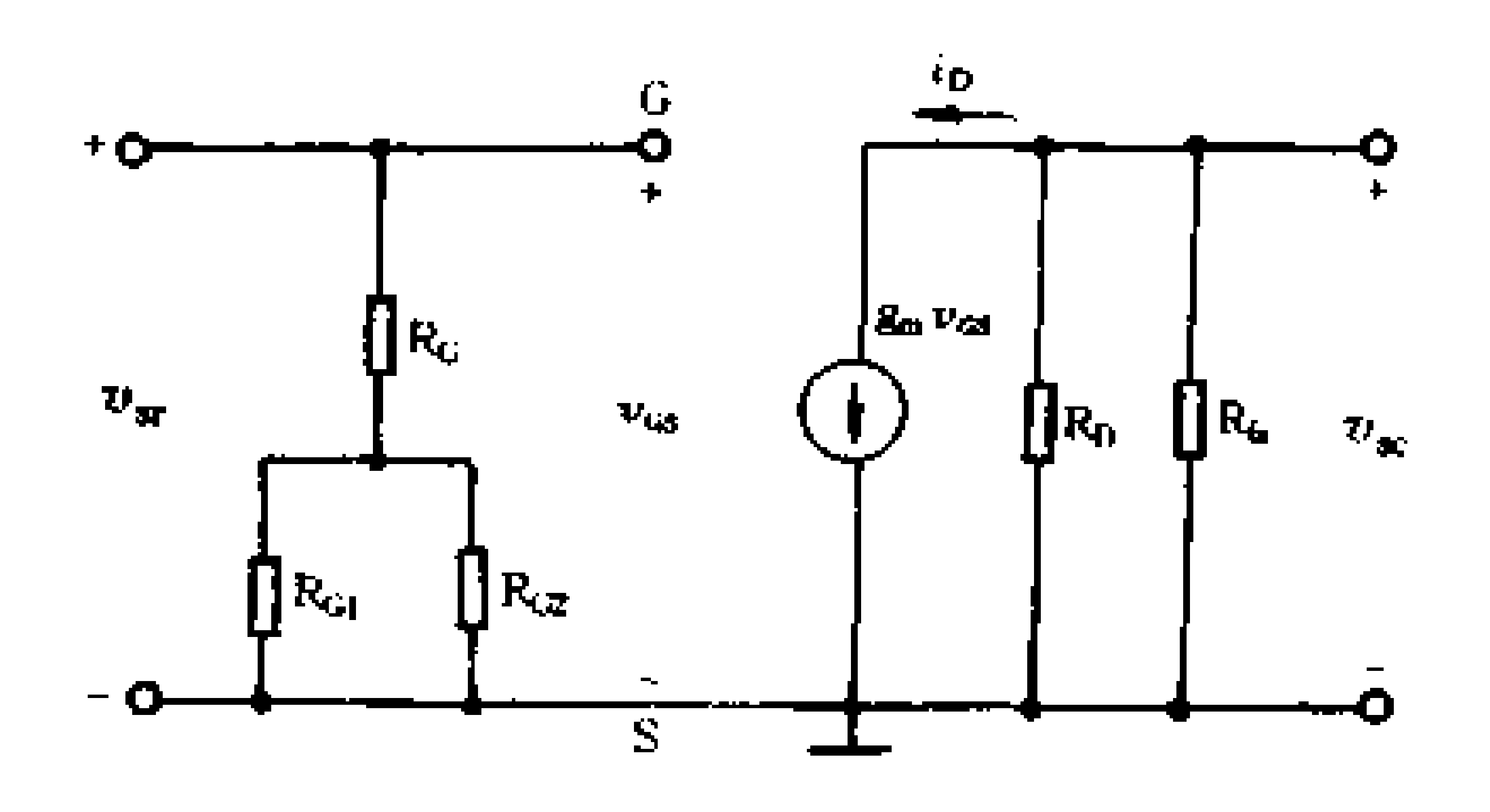


图 2－41 交流等效电路

管的跨导 g_m 成正比。等式右边的负号表示共源极电路中输出电压与输入电压相位相反。

八、放大电路的频率响应

本章第一节介绍放大电路的性能指标时曾经指出，对于不同频率的电信号，放大电路的放大倍数是不同的，这是因为常用的阻容耦合放大电路是由晶体管、电阻、电容等器件和元件组合起来的。在第一节介绍晶体管的频率参数时就已具体谈到，晶体管的电流放大系数 β 值与信号频率有一定的关系，当信号频率高过某一定数值后，β 值将明显下降，这就会引起放大电路电压放大倍数降低。放大电路中的耦合电容器与旁路电容器，对交流信号呈现一定的容抗，而容抗与频率成反比，随着频率的降低，容抗随之增大，也会引起放大电路电压放大倍数下降。与此同时，放大电路对不同频率的信号，输出与输入信号的相位差也不相同。电压放大倍数与频率的关系称为幅频特性；而相位与频率的关系叫做相频特性，统称为放大电路的频率特性或频率响应。

通常，声频电压放大电路不只是放大单一频率的交流信号，

而是包含着一个频率范围。例如，扩音机把人们讲话的声音加以放大，语言频率大约在200Hz～5000Hz范围。我们希望一个放大电路对给定频率范围内的信号，都能给出相同的放大倍数，而实际的放大电路却往往不是这样，图2－42示出了阻容耦合放大电路的频率特性曲线。可以看到，中间区域的放大倍数 K_0 较大，而且基本保持稳定，频率过高或过低，放大倍数都会下降。当下降到 K_0 的70.7%时，所对应的低端频率称为下限频率 f_L，高端频率称为上限频率 f_H。在 f_L 和 f_H 之间的频率范围称为通频带，简称为带宽。由图2－42(b)的相频特性曲线可以看出，在中间频率段，单管共射放大电路的输出电压与输入电压相位相反($\phi=180°$)，但在低频和高频段，输出电压的相移就不是－180°了。

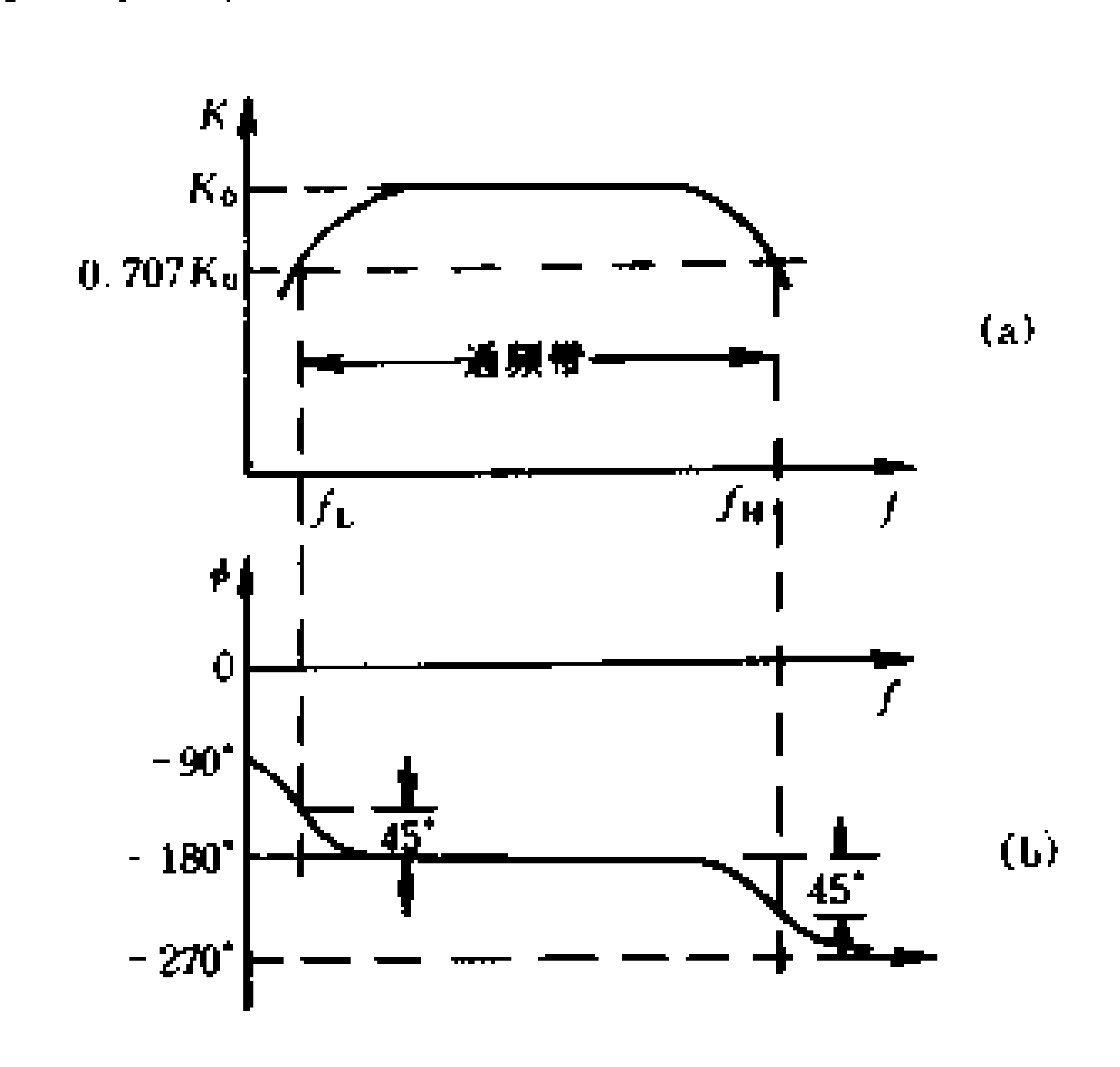


图2－42 频率特性曲线

前面分析放大电路时，我们都没有考虑频率响应问题，因为在绘制放大电路的交流等效电路和计算电压放大倍数时，将耦合电容器和旁路电容器视为对信号短路，即容抗为零，同时也未考虑晶体管的参数随频道而变化。因此，放大电路的电压放大倍数与频率无关，这个结论对中间频率 f_0 是正确的，但对低于 f_0 的低频，或高于 f_0 的高频，前面对放大电路的分析就不正确了。下面深入研究放大电路在低频和高频时的幅频特性。

1．放大电路的低频响应

在信号频率很低时，引起放大电路放大倍数下降的主要原

因是电路中具有耦合电容和旁路电容。在中间频率 f_0 时，它们的容抗很小，所以在电路中近似看作短路，但在频率很低时，它们的容抗增加，就不能再认为短路了。

图 2－43 所示是信号源与放大电路采用电容器 C_1 耦合的简化电路。图中 e_s 是信号源的电动势，R_s 是信号源的内阻，r_{sr} 是放大电路输入回路的等效电阻。在图 2－43(a)中，信号频率很低，需要考虑 C_1 的容抗；在图 2－43(b)中，信号频率为 f_0，C_1

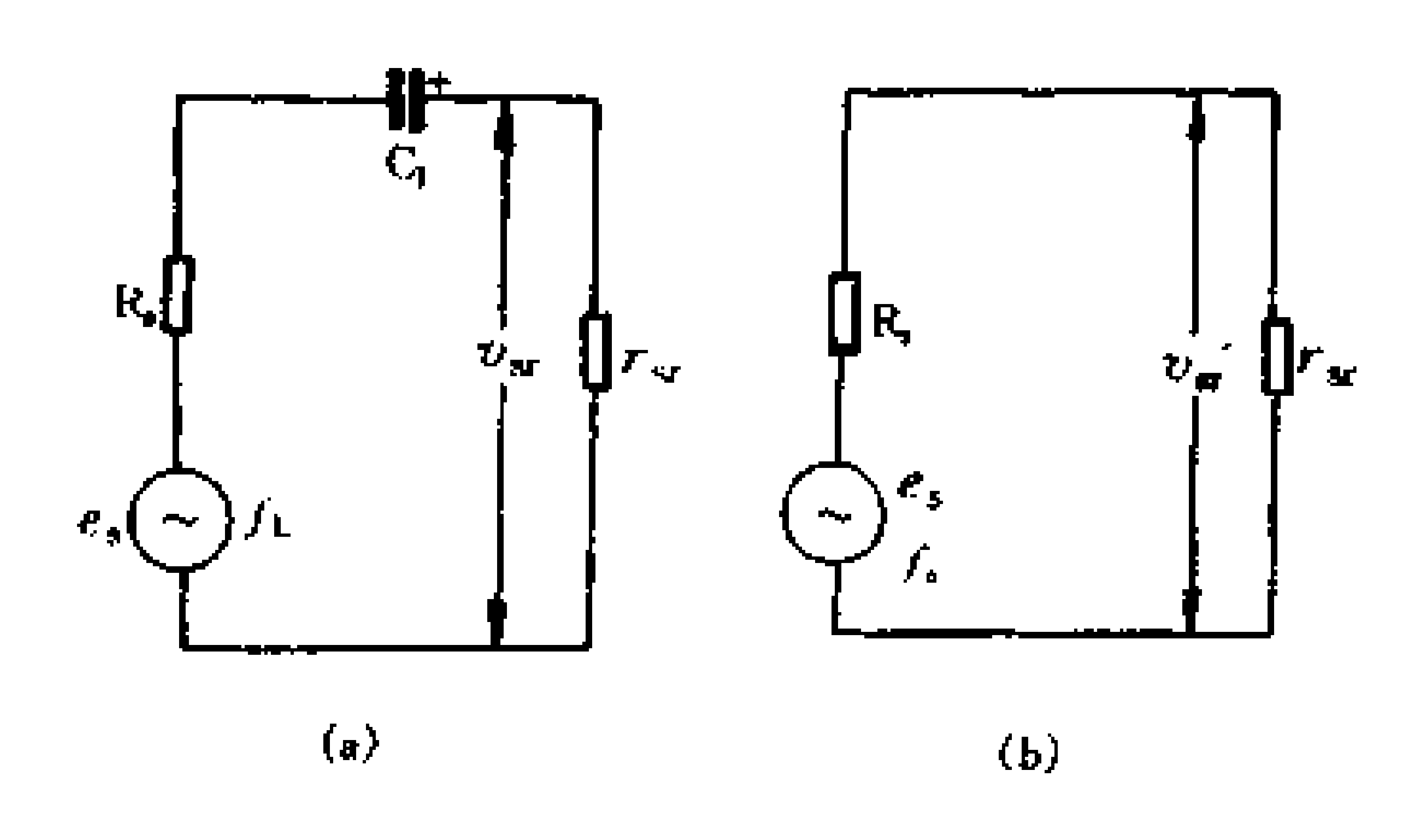


图 2－43　阻容耦合电路示意图

可视为短路。比较两图可见 $v_{sr} < v'_{sr}$，频率越低，容抗越大，v_{sr}比 v'_{sr}小得越多。v_{sr}的减小，引起放大电路输出电压减小，即放大电路在低频工作时放大倍数下降。为了改善放大电路的低频特性，耦合电容器电容量的选择要留有足够的余量。耦合电容的选择条件是

$$\frac{1}{2\pi f_L C} \ll R_s + r_{sr}$$

一般取　　$C \geqslant (3 \sim 10)\frac{1}{2\pi f_L R}$

式中 R 是与耦合电容器 C 构成回路的回路电阻值。回路电阻值越小，要求耦合电容器的电容量越大，一般取几微法到几十微

法。

在图 2-44(a)所示工作点稳定的典型放大电路中，晶体管

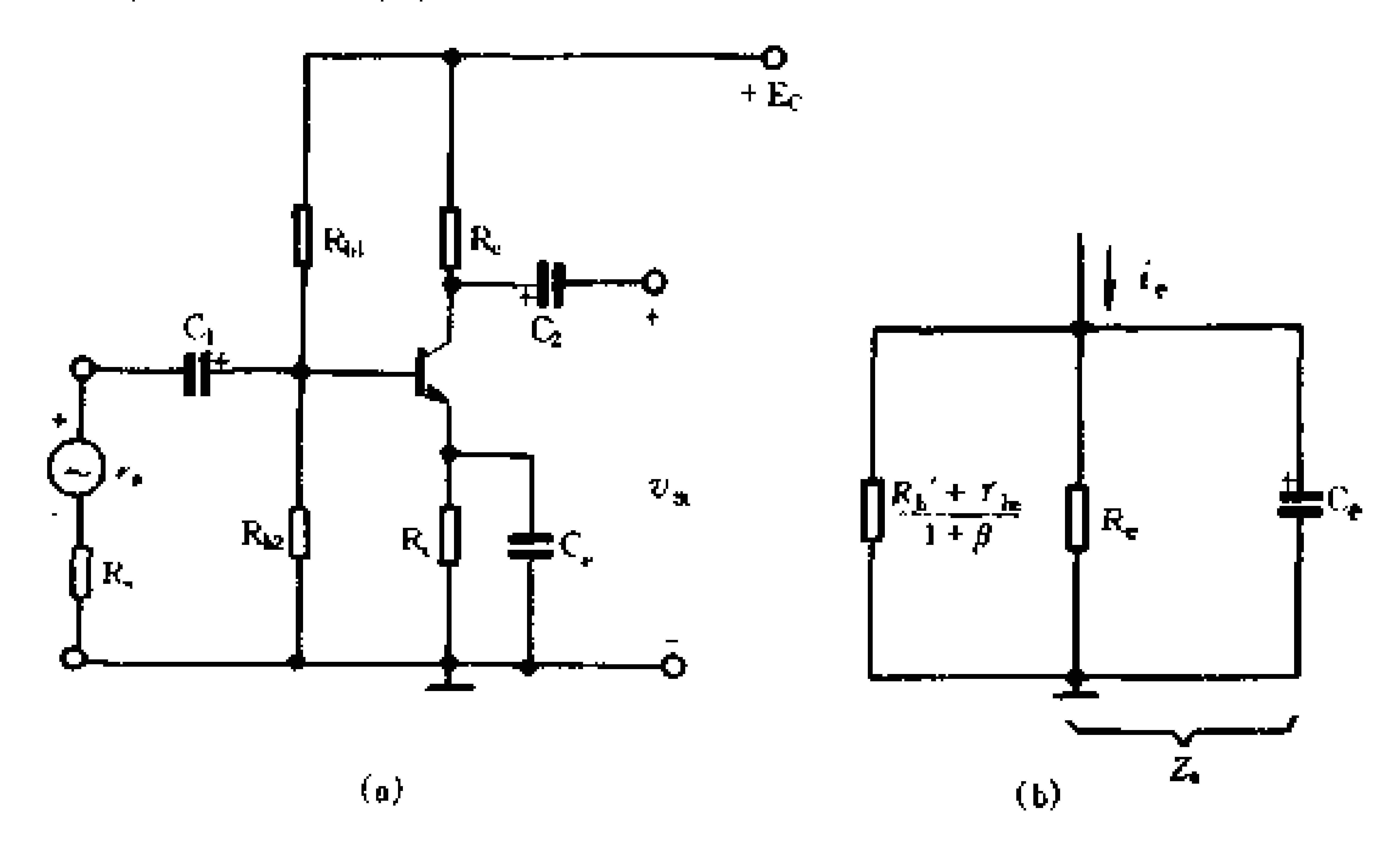


图 2-44　旁路电容器的低频等效电路

发射极电阻 R_e 并联着旁路电容器 C_e。由图 2-44(b)的低频等效电路可见，当信号频率很低时，C_e 的容抗显著增大，它与 R_e 并联形成发射极回路的阻抗 Z_e($Z_e = R_e // \frac{1}{2\pi f_L C_e}$)，当信号电流流过 Z_e 时将产生电压降，形成负反馈，使电压放大倍数降低，为了减小 C_e 的容抗，一般取 C_e 的电容量为几十微法到几百微法，或按下式选取

$$C_e \geqslant (3 \sim 10) \frac{1+\beta}{2\pi f_L (R_b' + r_{be})}$$

式中，R_b'是信号源内阻 R_S 和基极偏流电阻 R_{b1}、R_{b2}的并联等效电阻。

2. 放大电路的高频响应

在高频时引起放大电路电压放大倍数下降的主要原因是晶体管的电流放大系数 β 值随频率的升高而减小。晶体管 β 值

与频率的关系曲线重绘于图2－45中。当 β 下降到正常值 β_o 的70.7%时所对应的频率，叫晶体管的共发射极截止频率 f_β。因此，高频放大电路中的晶体管选用条件是 $f_\beta > f_H$

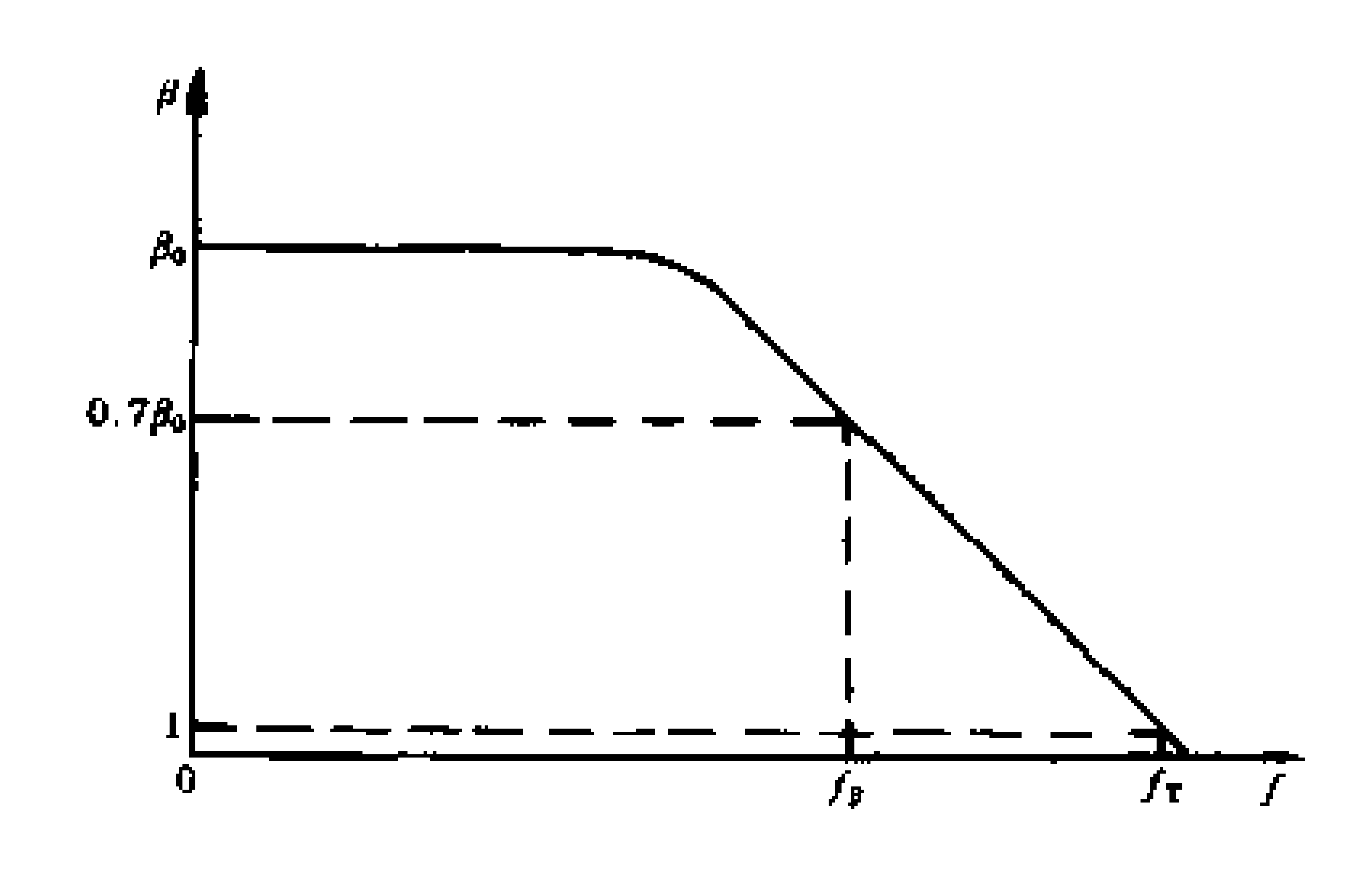


图 2－45　晶体管的 f-β 曲线

此外，晶体管的集电结电容（输出电容）、发射结电容（输入电容）和电路中的分布电容等也会造成放大电路在高频时放大倍数的下跌，在此不作详细讨论。

第三节　多级放大电路

前面介绍的单管放大电路的电压放大倍数一般不超过几十倍，而电子设备和无线电装置中，要把一个微弱的电信号放大到足够的数值，往往需要几千倍甚至几万倍的放大量，所以实际电路一般多是由几级单管放大电路按一定方式组合起来构成的多级放大电路。于是各级之间就存在着如何连接的问题，也就是耦合方式问题。常用的耦合方式有直接耦合、阻容耦合和变压器耦合，下面就对几种常用的耦合方式进行分析，讨论各自的特点、适用范围及由此组成的多级放大电路。

一、直接耦合多级放大电路

一个放大电路的输出端与另一个放大电路的输入端直接连接的耦合方式称为直接耦合，在集成电路中被普遍采用(见第七章)。这里只分析直接耦合带来的新问题以及常见的耦合电路。

1.直接耦合存在的问题

大家熟悉的低频小信号放大电路中，各级之间采用电容器作耦合元件，交流信号可以顺利地通过电容器由前级传送到后级，却可靠地隔断了前后级之间的直流通道，使各级的静态工作点能够彼此独立，互不影响。如果把两个单管放大电路按图2-46简单地直接连接起来，能不能正常地放大电信号呢?

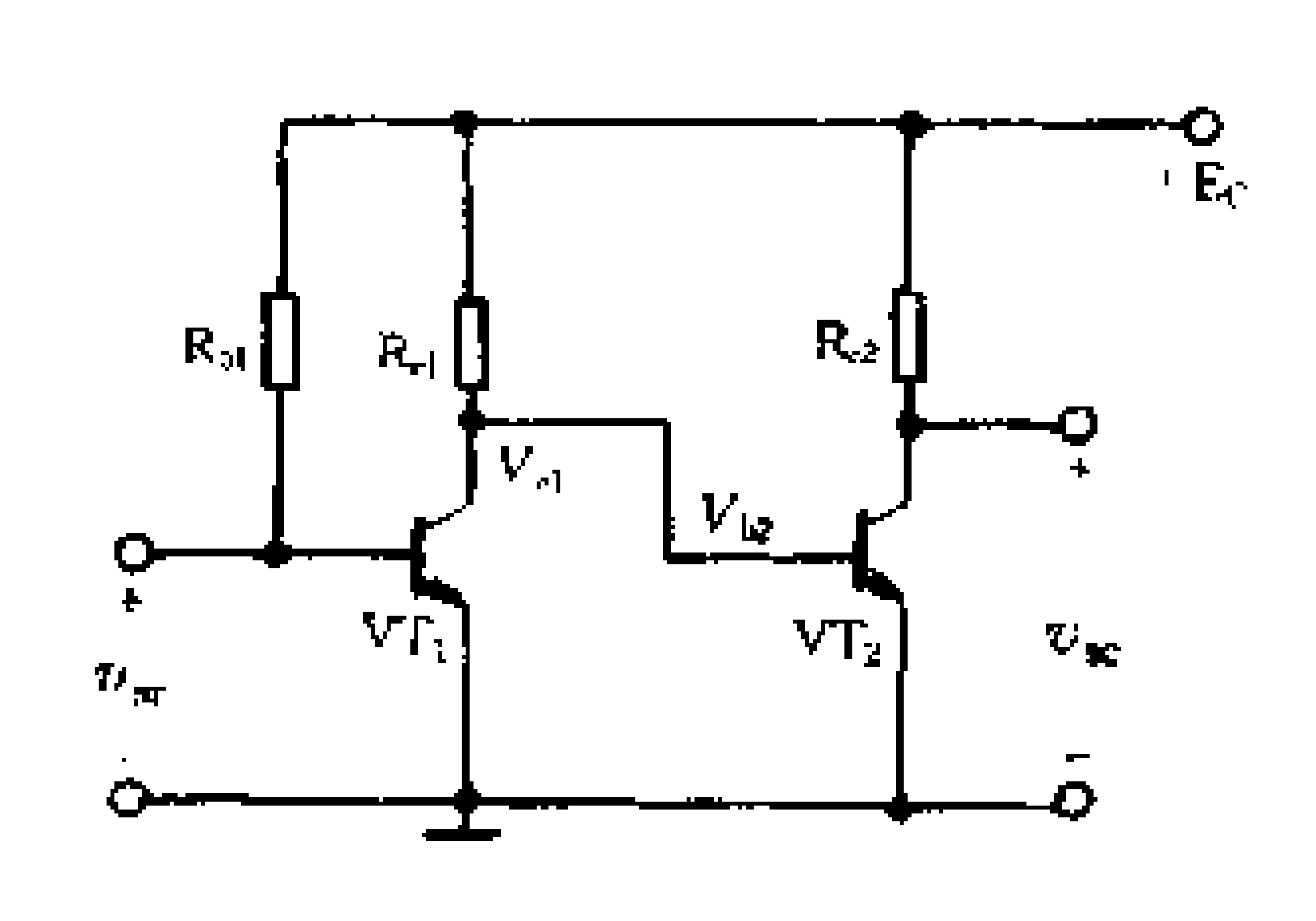


图2-46 直接耦合存在的问题

由图可见，采用这种简单的直接耦合，前级放大电路输出端的直流电位 V_{c1} 等于后一级放大电路输入端的直流电位 V_{b2}。大家知道，在一般情况下，集电极电位是比较高的，基极电位是比较低的，把它们连在一起后，V_{c1} 就被钳位于 V_{b2}，即 $V_{c1}=V_{b2}\approx 0.7V$，使前级的静态工作点移到饱和区的边缘，后级晶体管则进入深度饱和状态，失去放大能力。为此，直接耦合方式需要解决的问题之一就是如何在电路中采取措施，确保前后两级都有合适的静态工作点。

2.常见的耦合电路

为了适应直接耦合放大电路对静态工作点和放大倍数的要求，实际电路中采用着多种耦合方式。

图 2－47 是采用电阻分压耦合的偏置电路。由于 V_{c1} 较高，V_{b2} 只有约 0.7V，所以将 V_{c1} 经 R_1、R_2 构成的分压电路取得合适的 V_{b2}，即

$$V_{b2} = V_{c1}\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

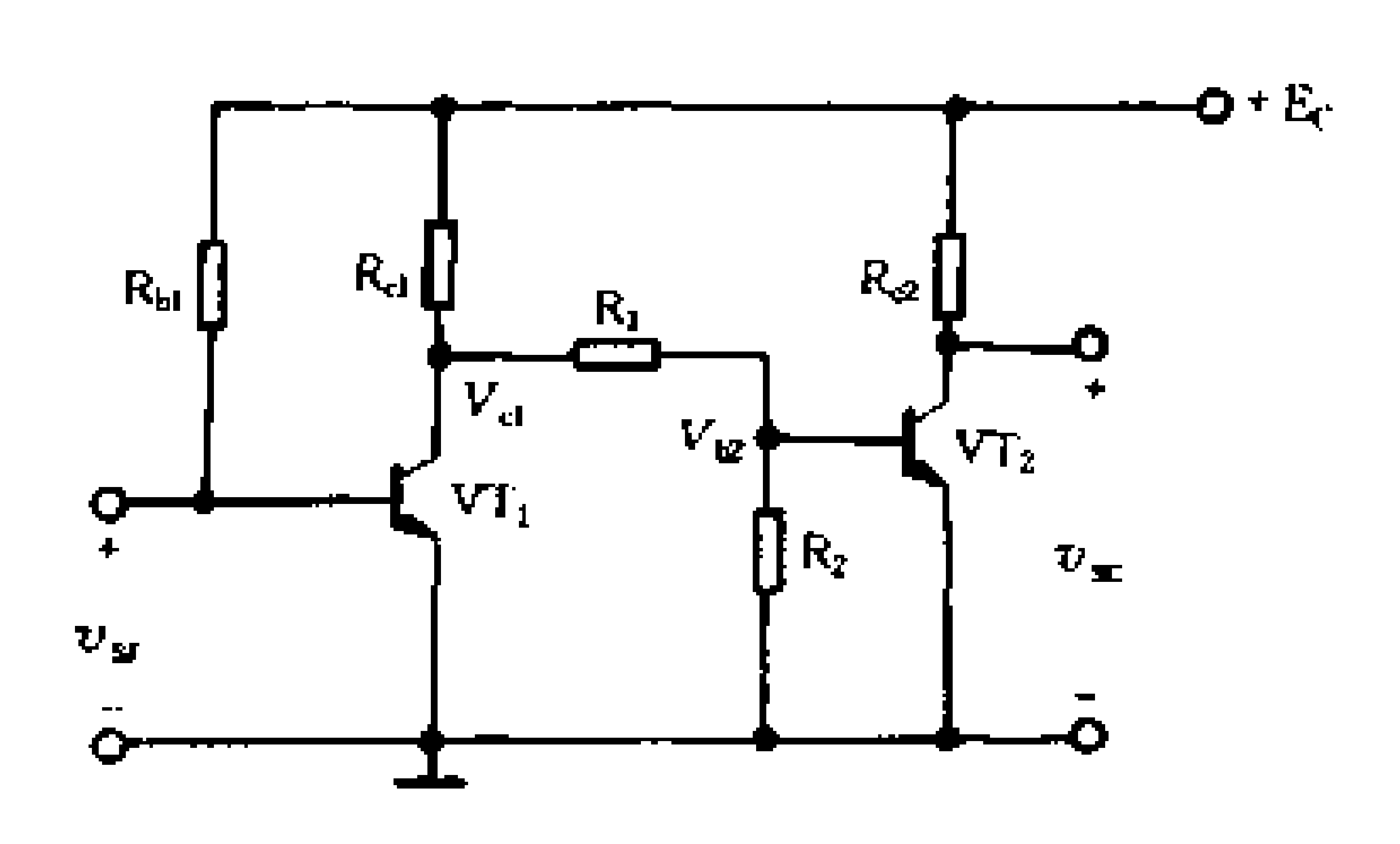


图 2－47　电阻分压耦合电路

采用电阻分压耦合虽然比较容易地解决了前后级静态工作点合理安排问题，但分压电路对前级传送到后级的有用的电信号也进行了分压，而这种电路 $R_1 > R_2$，信号大部分损失在 R_1 上，使放大倍数大大降低。

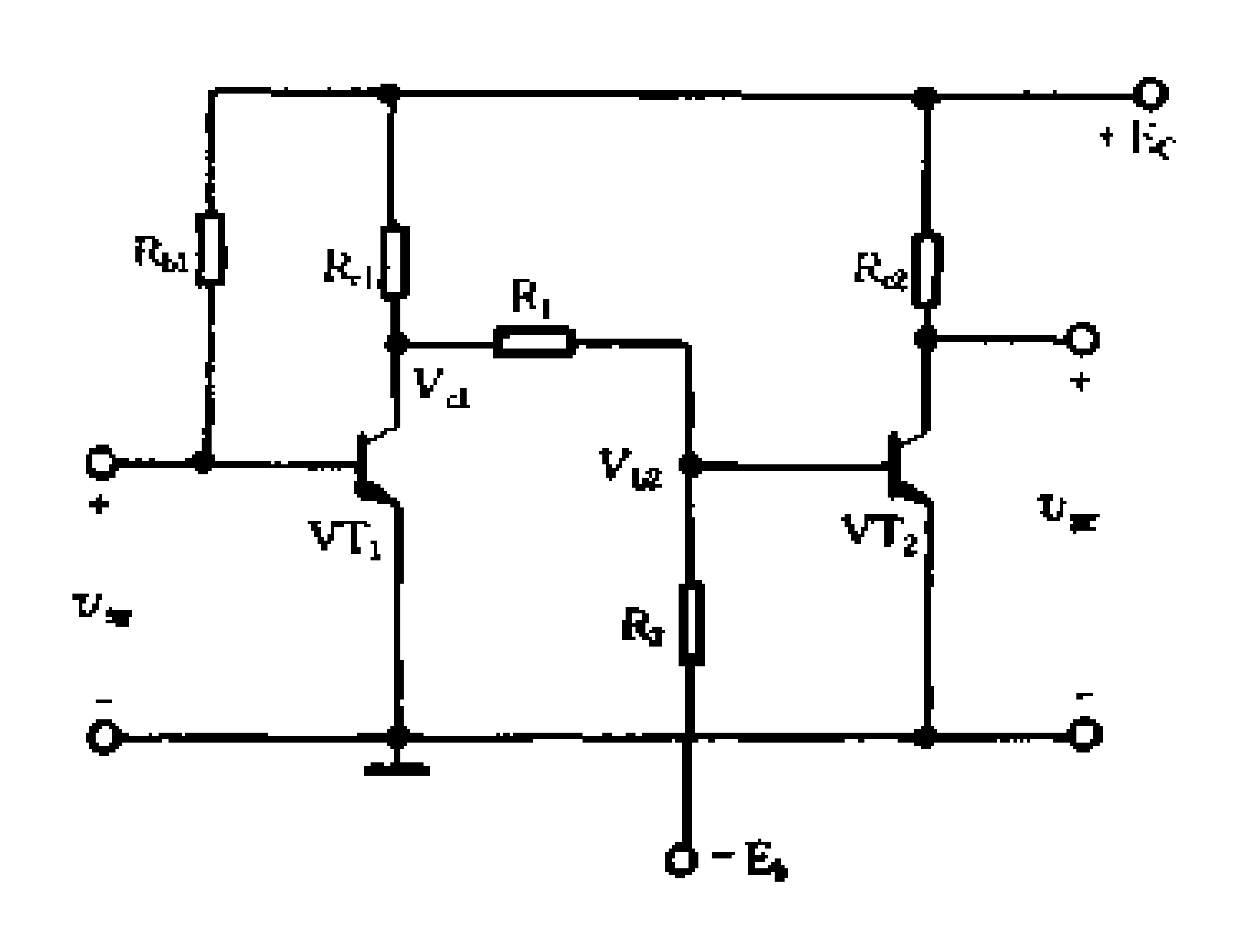


图 2－48　加基极负电源的电阻分压耦合电路

为了减少信号在分压电路上的损失，应使 $R_2 \gg R_1$，又不能

使静态工作点发生变动，解决的办法是接入辅助电源 E_b，如图 2-48 所示。由于接入了 E_b，使 VT_2 的基极电位 V_{b2} 不仅取决于 R_1、R_2 的分压，也决定于 E_b 的大小。只要适当选择 R_1、R_2 和 E_b 的数值，就可以同时满足前级和后级对工作点的要求。由于有了 E_b，就有条件使 $R_2 \gg R_1$，可以显著地提高耦合系数，保证放大电路的放大倍数基本不受影响。但这种耦合电路多加了一组辅助电源，很不方便，从而限制了它的作用。

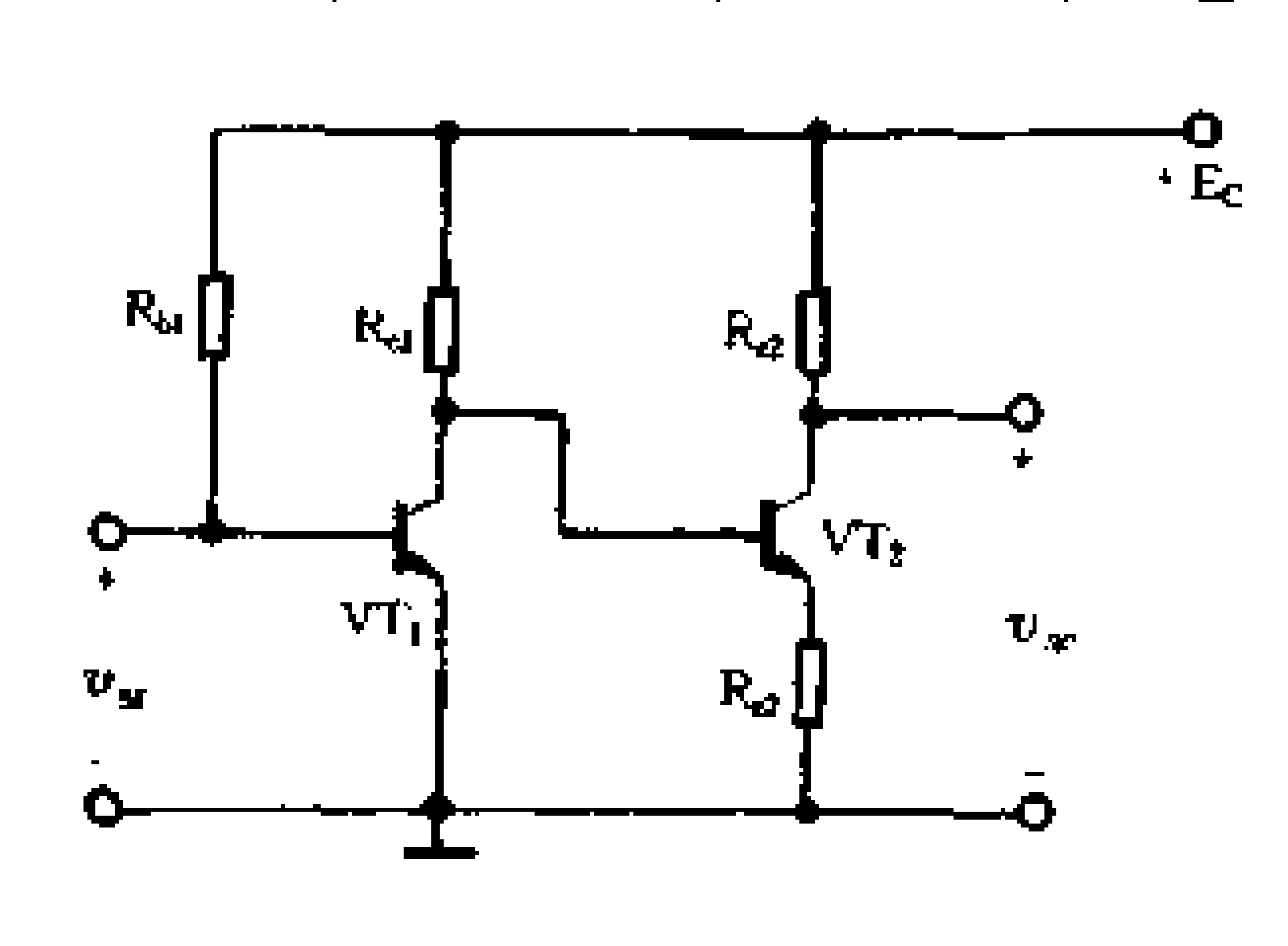


图 2-49 利用射极电阻提高基极电位

图 2-49 中，为了提高后级 VT_2 的基极电位 V_{b2}，在 VT_2 的发射极串接了电阻 R_{e2}，调整 R_{e2} 的数值，就可以改变前后两级的静态电位，以满足电路的要求，R_{e2} 还起到稳定静态工作点的作用。可是，R_{e2} 的接入，会对后一级产生强烈的负反馈，使电压放大倍数明显下降。

为了降低 R_{e2} 对放大倍数的影响，就要减小 R_{e2} 的阻值，R_{e2} 太小又满足不了 VT_2 基极电位的要求。为此，可采用图 2-50 的电路。此时，流过 R_{e2} 的电流主要由电源 E_c 经电阻 R 供

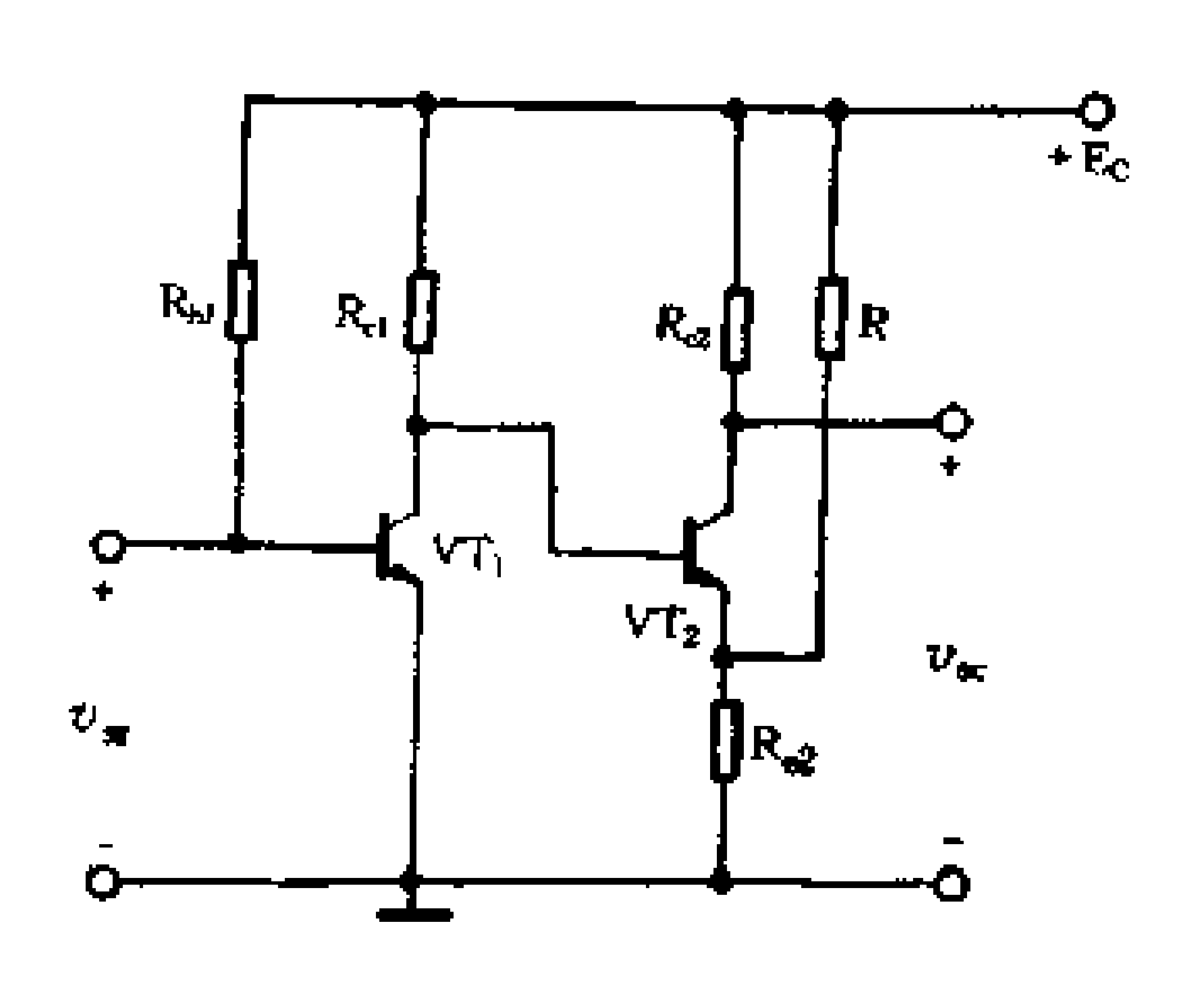


图 2-50 减小 R_{e2} 的措施

给，VT_2的基极电位为

$$V_{b2}=V_{be2}+(I_{e2}+I_R)R_{e2}$$

当 V_{b2}给定后，只要提供合适的电流 I_R，就可以选用较小的 R_{e2}，从而降低了由 R_{e2}引起的负反馈的深度。这种电路的缺点是 R_{e2}形成的负反馈会降低放大电路的放大倍数，同时需要供给附加的电流 I_R，增加了电源功率的损耗。

为了消除 R_{e2}给电路引入的负反馈，又不增加电源的消耗，比较理想的方法是用硅稳压管代替 R_{e2}，如图 2－51 所示。

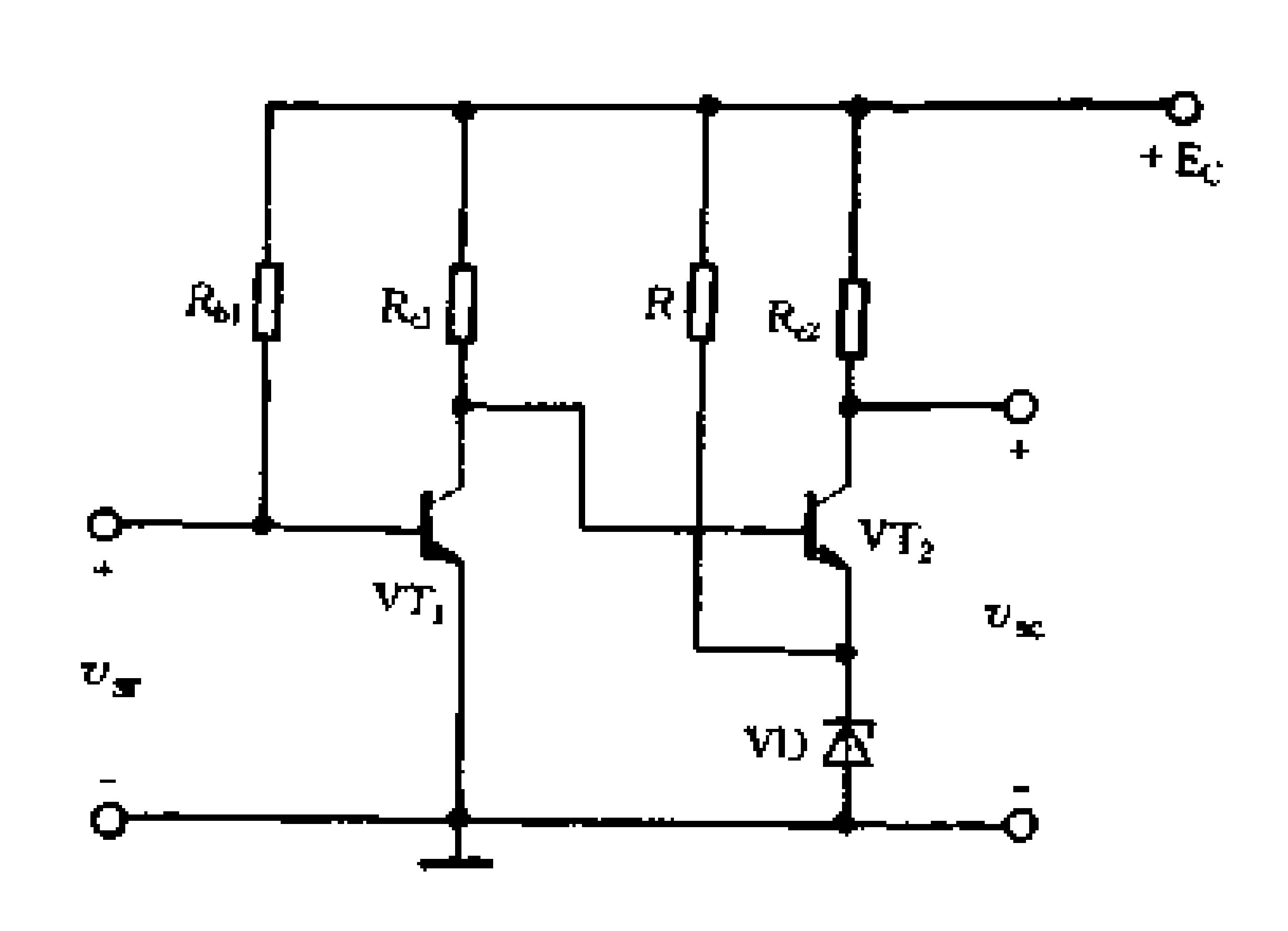


图 2－51　用稳压管代替射极电阻

硅稳压管两端的电压是基本不变的，其电压值与流过它的电流大小基本无关，也就是它的动态电阻很小，对信号电流可视为短路。所以，根据所需的 V_{b2}值，可以选择与它相适应的硅稳压管，放大倍数却不受影响。

图 2－52 中，在 R_{e2}上并联了晶体管 VT_3。由于 VT_3的基极电位 V_{b3}被 R_1、R_2 所固定，所以 V_{e2}也是定值，相当于一个恒压源，它基本上不随 I_{e2}的变化而变动，也就不会在 VT_2的电路中引起明显的负反馈。调整 R_1 与 R_2 的比值，就可以任意调节 V_{e2}、这在使用中是相当灵活的。缺点是使用元件较多、电路也较复

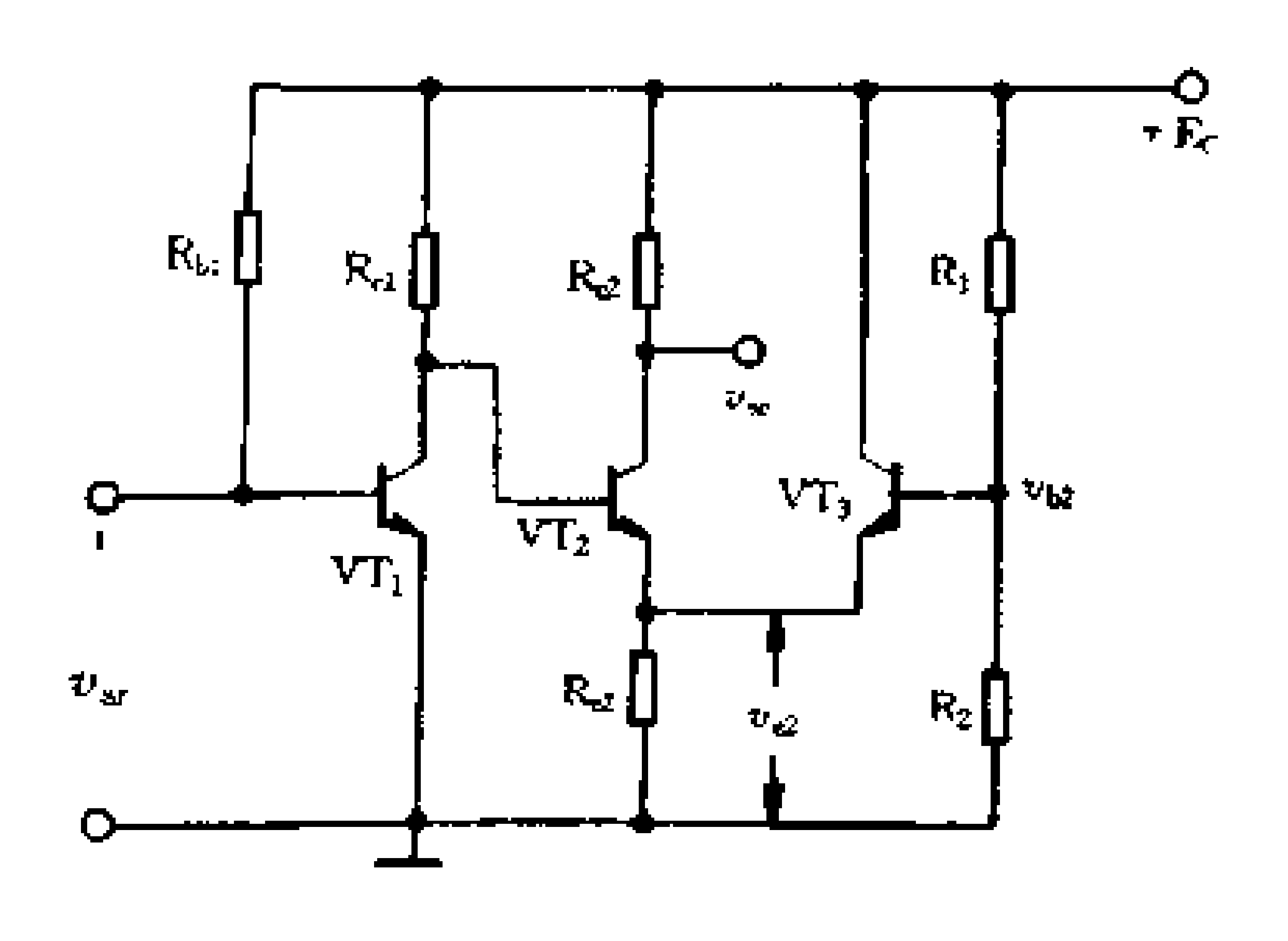


图 2－52　采用晶体管恒流源的电路

杂。

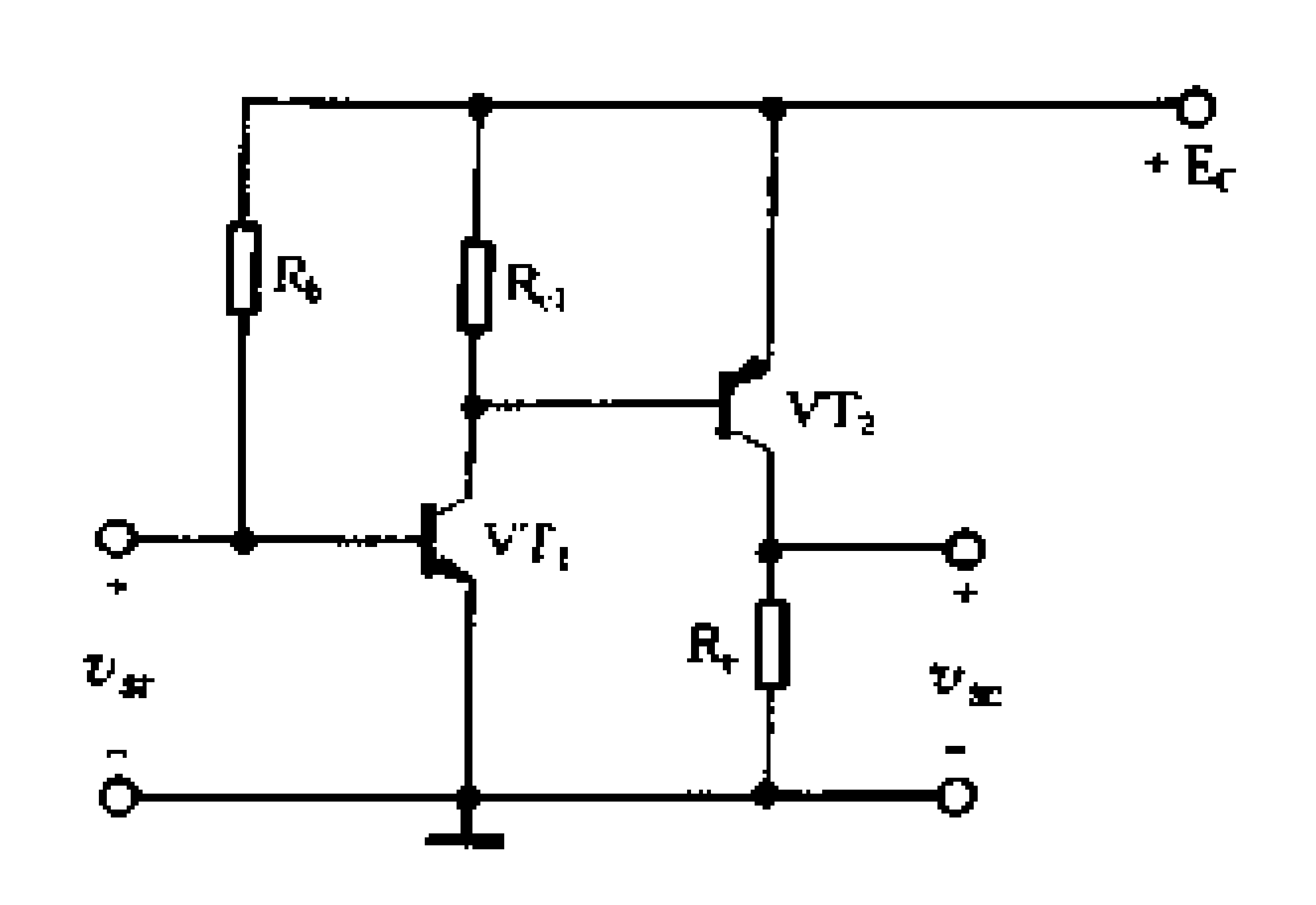


图 2－53　采用 NPN 与 PNP 管直接耦合

图 2－53 所示是用两种不同导电类型的晶体管直接耦合的电路，只要适当选择电路中各个电阻值，就可以使 VT_1、VT_2 都有合适的静态工作点。它的耦合系数高，放大倍数也高。

3. 直接耦合多级放大电路的零点漂移

多级放大电路各级之间采用直接耦合，会使各种不稳定因素对放大电路工作的影响变得十分突出。例如电源电压发生波动，会直接引起各级静态工作点的变动，由于各级静态工作点是互相牵制的，前级工作点的微小变化量，相当于给后级一个输入信号，经过放大，又直接传送给下一级，如此逐级放大，结果引起一系列的工作点移动，情况越来越严重。这种影响所引起的过

程，与输入端有用信号作用的过程并无区别，结果使输出信号产生不能容许的失真。简单地说，当输入信号为零时，输出端的静态电位也会有明显的漂动。直接耦合多级放大电路这一特有现象称为"零点漂移"。所谓"漂移"就是输出端电压离开了原来的额定值而上下漂动的意思。产生零点漂移的主要原因有以下几个方面：

(1) 温度变化的影响。大家知道，晶体管的主要参数 V_{be}、β 和 I_{cbo}都会随温度的变化而改变，从而引起静态工作点的变动。在直接耦合多级放大电路中，输入级（前级）静态工作点的漂动虽然不大，但经过逐级放大后，就会对末级有很大的影响，有可能使末级晶体管进入截止区或饱和区，使放大电路不能正常工作。

(2) 电源电压波动的影响。电子设备所用的直流电源大多是电网的交流电经过整流和稳压后获得。虽然，这种稳压电源波动很小（一般只有 1mV～2mV 数量级），但在直接耦合多极放大电路中将这种微小的波动逐级放大后，输出端也会产生明显的零点漂移。

(3) 电路元件参数随时间产生的波动，也是造成放大电路产生零点漂移的原因。任何元件都会随时间的推移逐渐老化。值得重视的是晶体管的参数变化比较大，刚出厂的管子尤为明显。在要求比较严格的电路中，半导体器件应进行老化处理后再使用。

综上所述，环境温度的变化是产生零点漂移的最主要的原因。为此，常在电路中采取温度补偿措施，以尽量减小零点漂移。温度补偿电路就是在放大电路中接进另一个对温度敏感的元件，利用这个元件随温度的变化，抵消温度对晶体管的影响，使输出零点漂移减小。

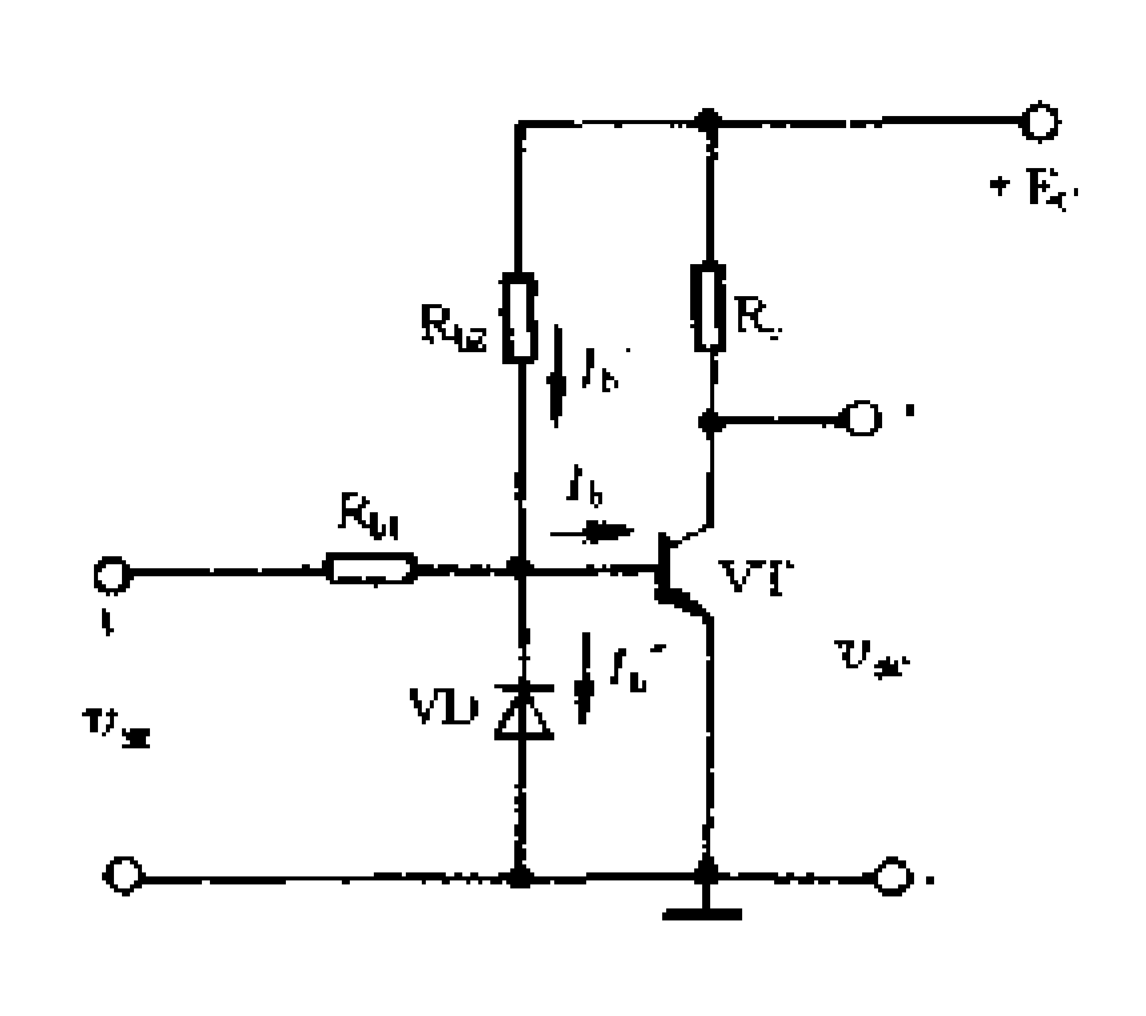


图 2-54 利用二极管的反向电流进行温度补偿

图 2-54 所示是利用二极管的反向电流进行温度补偿的电路。在晶体管的 b、e 两端接上一个二极管 VD，利用 VD 的反向电流随温度增加而变大的特性，对 I'_b 进行分流，使注入到基极的电流 I_b 减少，维持 I_c 基本不随温度升高而改变。

利用二极管的正向压降也可以进行温度补偿，如图 2-55 所示。如果经过选配，使晶体管的 V_{be} 和二极管的正向压降二者的温度系数基本相同，就可以利用 ΔV_D 去补偿 V_{be}。

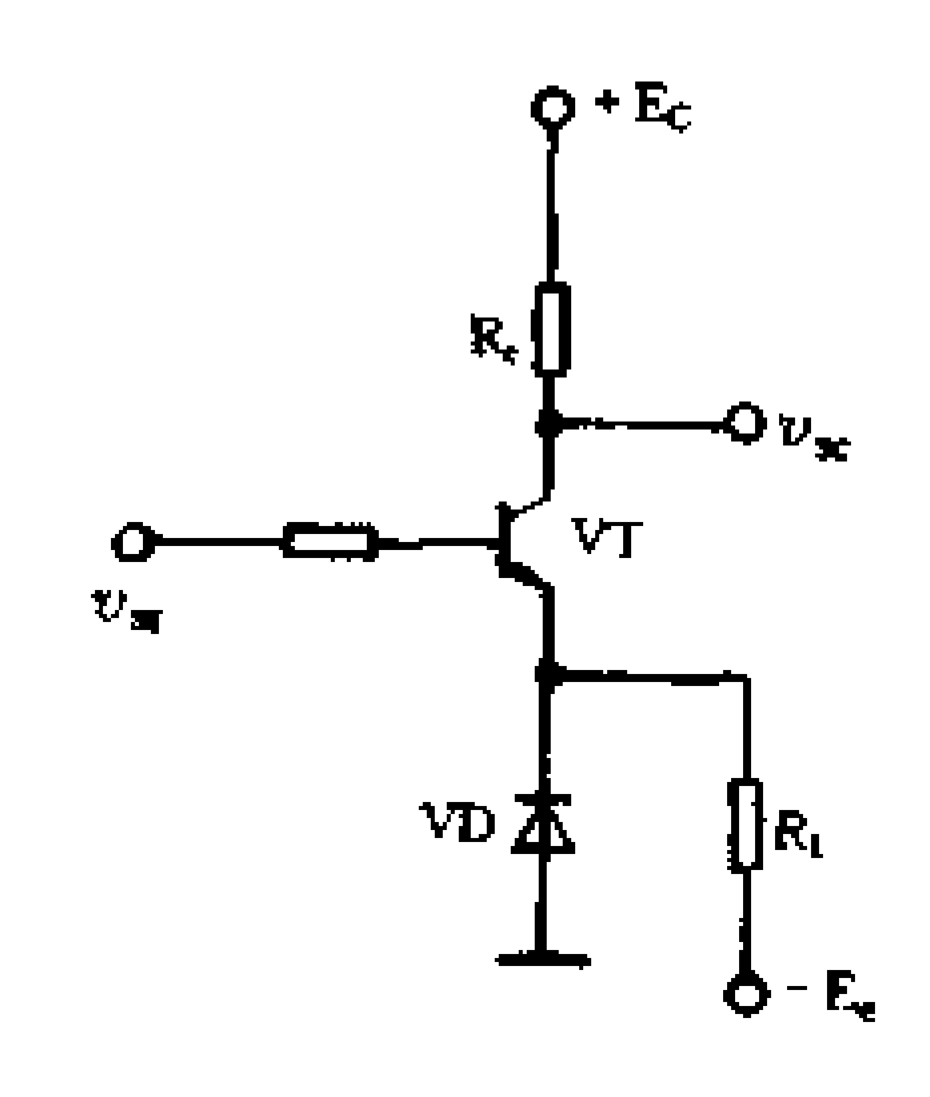


图 2-55 利用二极管的正向压降进行温度补偿

在集成放大电路中，广泛采用差动放大电路进行温度补偿，在第七章中将进行详细介绍。

二、阻容耦合多级放大电路

阻容耦合多级放大电路利用级间耦合电容器隔断了各级放大电路之间的直流通道，所以各级静态工作点彼此独立，互不影响。但是对交流信号来说，前级与后级之间却存在着相互联系和相互影响。图 2-56(a)所示是一个三级阻容耦合放大电路，我们以 VT_2 作为本级电路，研究一下传输信号电压的情况。显然，后级要从本级取得信号电流，所以后级相当于本级的一个等效负载电阻 R_{f2}，这个负载电阻也就

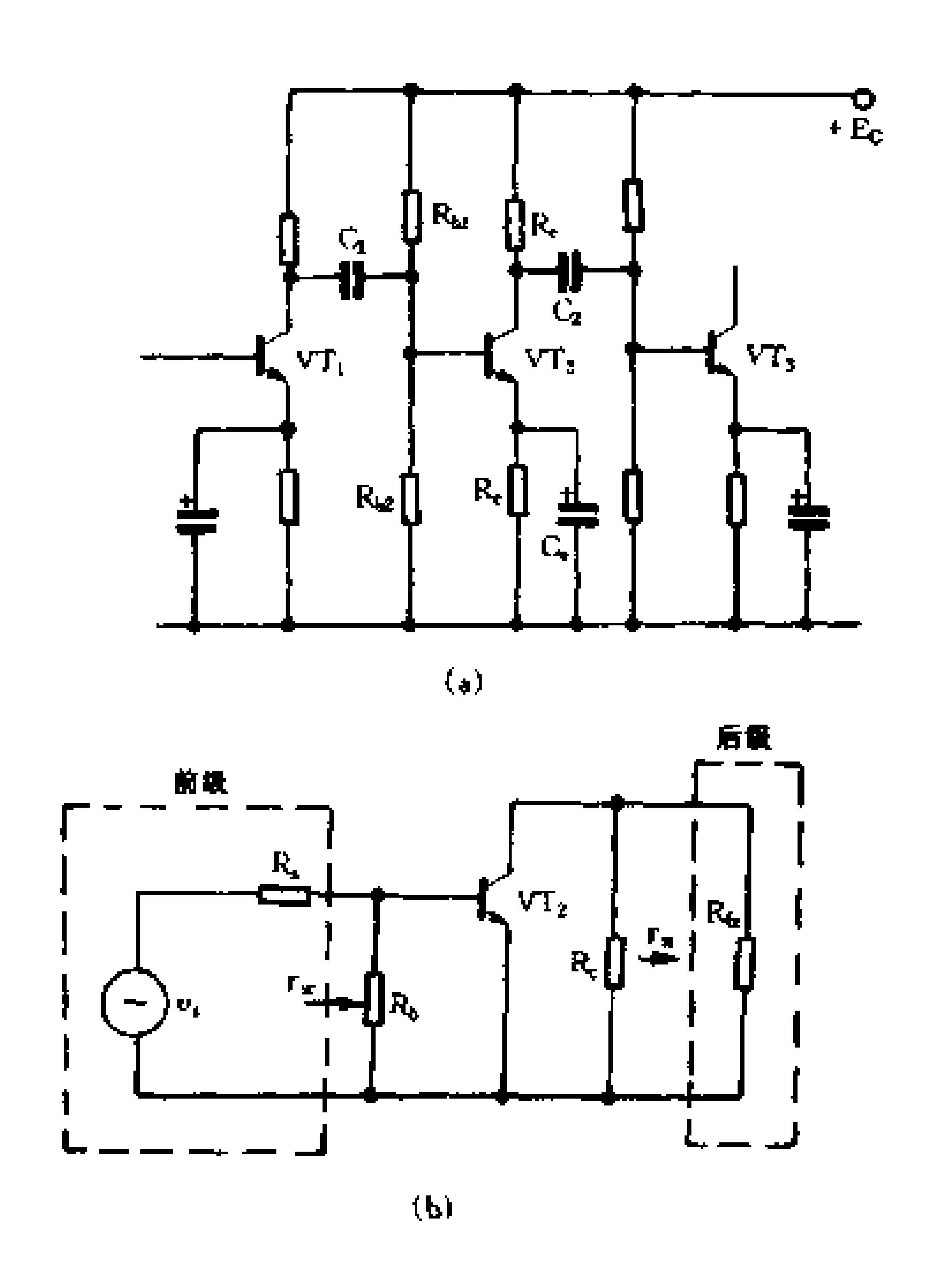


图 2-56　多级放大电路前后级的影响

是从后级输入端向里面看进去的等效电阻，叫放大电路的输入电阻，用 r_{sr}表示，其定义为

$$r_{sr} = \frac{v_{sr}}{i_{sr}}$$

另外，本级也要从前级取得信号电流，所以前级对本级相当于一个信号源，这个信号源还有一个等效电阻，它就是从前级放大电路输出端向里面看进去的等效电阻，称为放大电路的输出电阻，用 r_{sc}表示，如图 2-56(b)所示。

同样，对本级来讲，从输入端看进去也有一个输入电阻 r_{sr}，

而从输出端看进去，有一个输出电压 e_{sc} 和输出电阻 r_{sc}。利用输入电阻 r_{sr}、输出电阻 r_{sc} 和等效电源 e_{sc} 三个等效参数，可以把放大电路用图 2－57 所示的方框图表示。

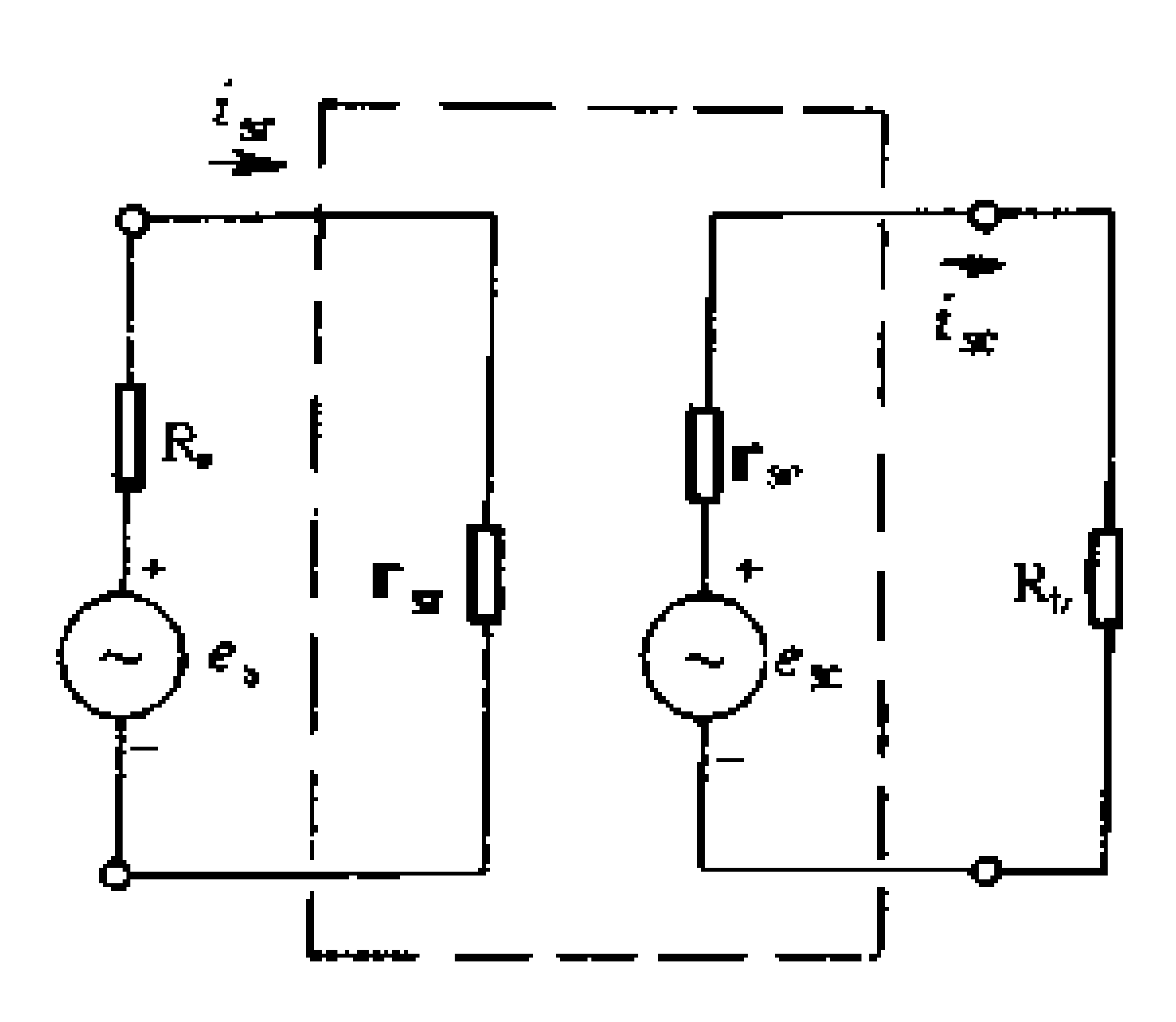


图 2－57 放大电路的等效方框图

1. 放大电路输入电阻和输出电阻的实际意义

多级放大电路前后级之间的关系是：前级放大电路相当于后级的信号源，后级放大电路相当于前级的负载电阻。后级放大电路的输入电阻 r_{sr} 与前级相连时，将从前级取走信号电流，由于信号源内阻上有电压降，将使前级输出电压减小。输入电阻 r_{sr} 越小，向信号源索取的电流越大，信号源的负担越重，前级端电压下降越多。可见，输入电阻 r_{sr} 的大小，决定着对前级的影响程度，也是衡量放大电路从信号源索取电流大小的一个指标。

前级作为后级的信号源与后级相连时，由于前级存在着输出电阻 r_{sc}，在向后级输送信号电流时，信号电流将在 r_{sc} 上产生电压降。当 r_{sc} 很大，而后级输入电阻 r_{sr} 较小时，前级输出电压将显著下降。这就说明，放大电路对小负载电阻的负担很重，或者说带负载能力很差。r_{sc} 越小，在向负载输出同样的电流时，输出电压下降得越少，带负载能力就越强。若 $r_{sc}=0$，则相当于理想电压源，不论向后级负载送出多大电流，都不会引起输出电压的波动。可见，输出电阻 r_{sc} 的大小是衡量放大电路带负载能力的一个指标。

由以上分析可知，对于小信号放大电路，为了不致使前级

(或信号源)输出电压减小过多，希望输入电阻 r_{sr}尽量大，最好 $r_{sr}\to\infty$。另一方面，为了使本级带负载能力强，希望输出电阻 r_{sc}尽量小，最好 $r_{sr}\to 0$。

引出了放大电路输入电阻和输出电阻的概念，就可以把多级放大电路化为单管放大电路来分析。前后级之间的关系和相互影响，就依靠 r_{sr}和 r_{sc}两个参数来确定。

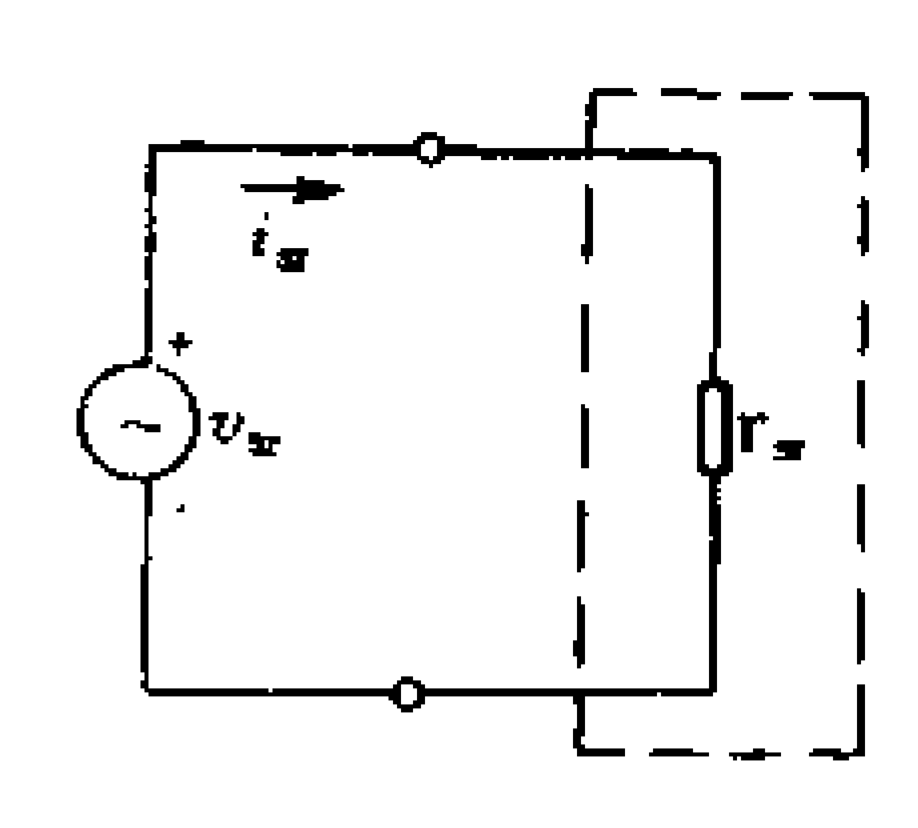


图 2-58　r_{sr}的测量

必须指出，r_{sr}和 r_{sc}都是针对变化量而言的动态电阻。

2. 输入电阻和输出电阻的求法

测量放大电路的输入电阻 r_{sr}时，可以按图 2-58 在放大电路的输入端上加上一个正弦信号电压 v_{sr}，测出流入放大电路的信号电流 i_{sr}，即可按下式算出 r_{sr}，即

$$r_{sr} = \frac{v_{sr}}{i_{sr}}$$

如果绘出了放大电路的原理图，可以绘出它的交流等效电路，按图计算输入电阻和输出电阻。图 2-59 所示的放大电路，其输入电阻为

$$r_{sr} \approx R_{b1} // R_{b2} // r_{be}$$

若满足 $|R_{b1}//R_{b2}| \gg r_{be}$时，则

$$r_{sr} \approx r_{be}$$

由上列公式可以看出，r_{sr}主要取决于晶体管的输入电阻 r_{be} (h_{ie})。由于 r_{be}的数值大约是 $10^3\Omega$ 数量级，所以晶体管共发射极放大电路的输入电阻是不高的。事实上，R_{b1}、R_{b2}总是有分流作用的，当把它们考虑进去时，r_{sr}的值会比 r_{be}要小。

输出电阻 r_{sc}可按图 2-60 的电路原理进行测量。先测出放

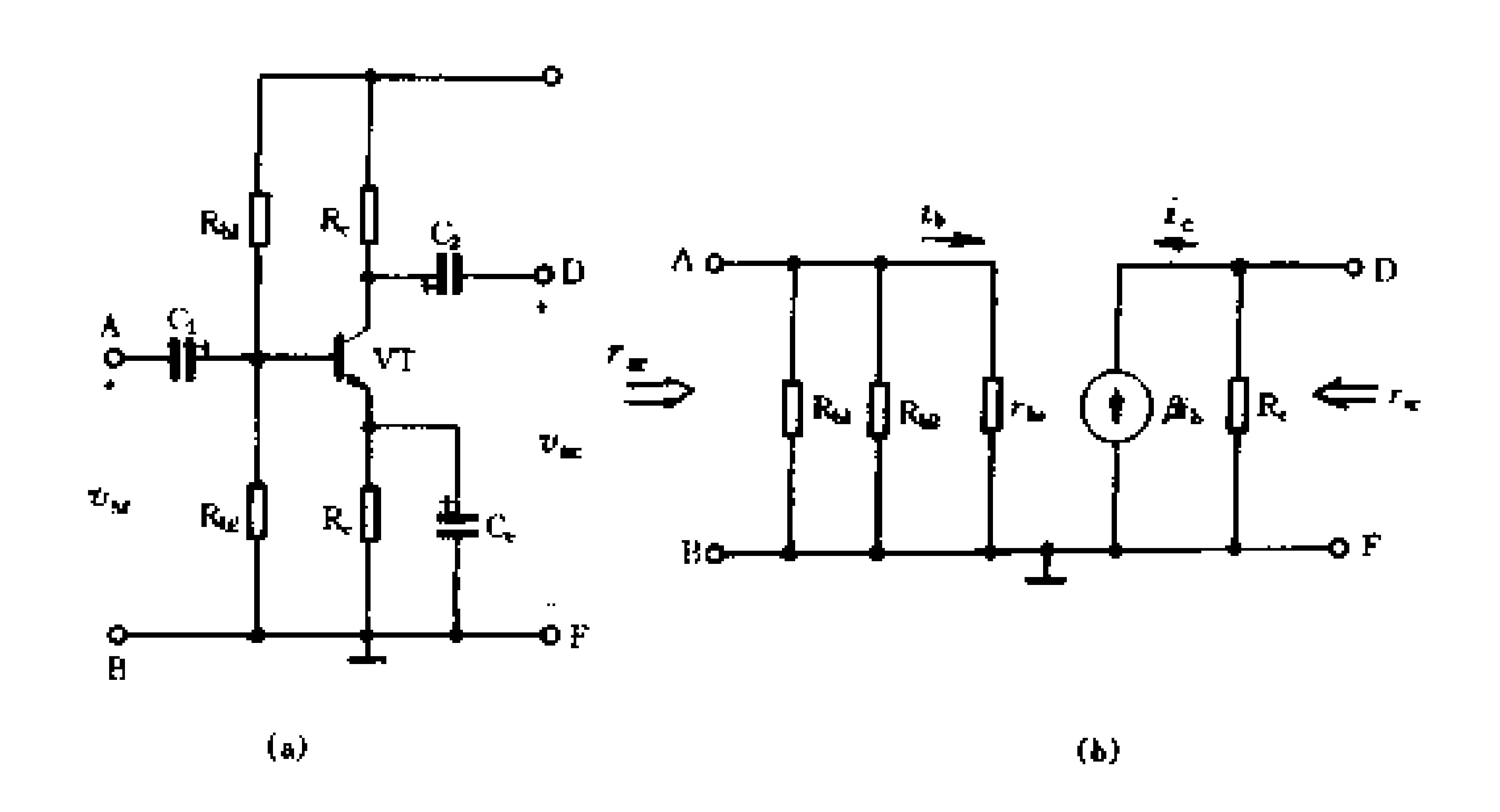


图 2－59　用等效电路求输入和输出电阻

大电路的开路电压 e_{sc}，然后接上已知数值的负载电阻 R_{fz}，再测输出电压 v_{sc}，即可写出如下关系式

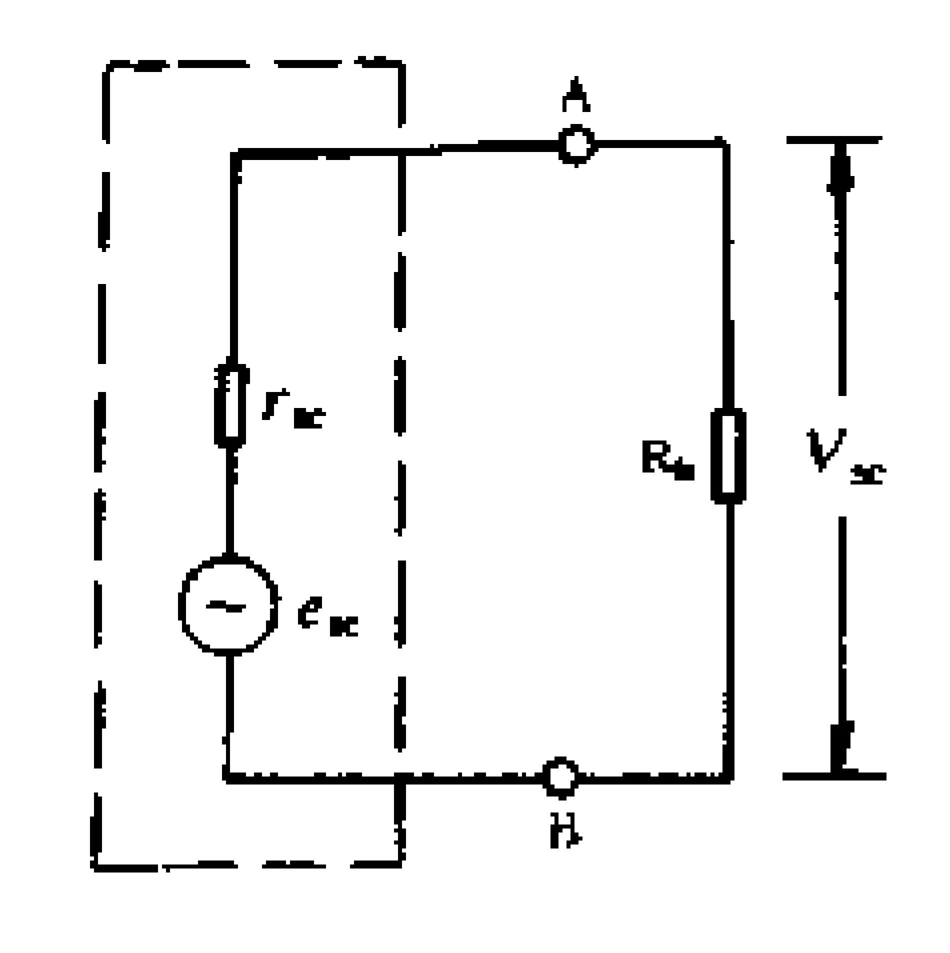


图 2－60　输出电阻的测量

$$v_{sc} = e_{sc}\frac{R_{fz}}{r_{sc}+R_{fz}}$$

由此得到计算输出电阻的公式为

$$r_{sc} = \left(\frac{e_{sc}}{v_{sc}}-1\right)R_{fz}$$

也可以根据图 2－59 所示的交流等效电路从输出端看进去的等效电阻求 r_{sc}（注意不能把外接负载电阻 R_{fz} 计算进去），即

$$r_{sc} \approx R_c$$

3．阻容耦合多级放大电路放大倍数的计算

利用上述关于放大电路输入电阻和输出电阻的概念，可以十分容易地导出计算阻容耦合多级放大电路放大倍数的公式。

图 2－61(a)绘出了多级放大电路任意两级的电路。为了

求出两级放大电路总的电压放大倍数，首先应该算出每一级的电压放大倍数。必须再次指出，多级放大电路的前级和后级存在着相互联系和相互影响，在计算每一级电压放大倍数时，必须把后一级的输入电阻 r_{sr2} 作为前级的负载电阻，即 $R_{fz1} = r_{sr2}$，而前级带上这个负载以后的输出电压 v_{sc1} 正是后级的输入电压 v_{sr2}，如图 2－61(b)和(c)所示。这样，就可以把一个两级放大电路放大倍数的复杂问题，转化成计算两个单级放大电路放大倍数的简单问题。

为了便于分析，我们绘出了图 2－61(a)所示放大电路的低频小信号等效电路，如图 2－61(d)所示。由图很容易看出后级的输入电阻为

$$r_{sr2} = R_{b2} // r_{be2}$$

把 r_{sr2} 作为前级所带的负载，则总负载电阻为

$$R'_{fz1} = R_{c1} // r_{sr2}$$

因此，前级的电压放大倍数为

$$K_1 = \frac{v_{sc1}}{v_{sr1}} = \frac{\beta_1 R'_{fz1}}{r_{be1}}$$

由于计算前级电压放大倍数时已经考虑了后级对它的影响，因此前级的输出电压 v_{sc1} 也就是后级的输入电压 v_{sr2}，即

$$v_{sr2} = v_{sc1}$$

这样，根据图 2－61(d)，可以写出后级的电压放大倍数

$$K_2 = \frac{v_{sc2}}{v_{sr2}} = -\frac{\beta_2 R'_{fz2}}{r_{be2}}$$

式中，R'_{fz2} 为后级放大电路输出端的总负载电阻，即

$$R'_{fz2} = R_{c2} // R_{fz}$$

两级放大电路总的电压放大倍数为

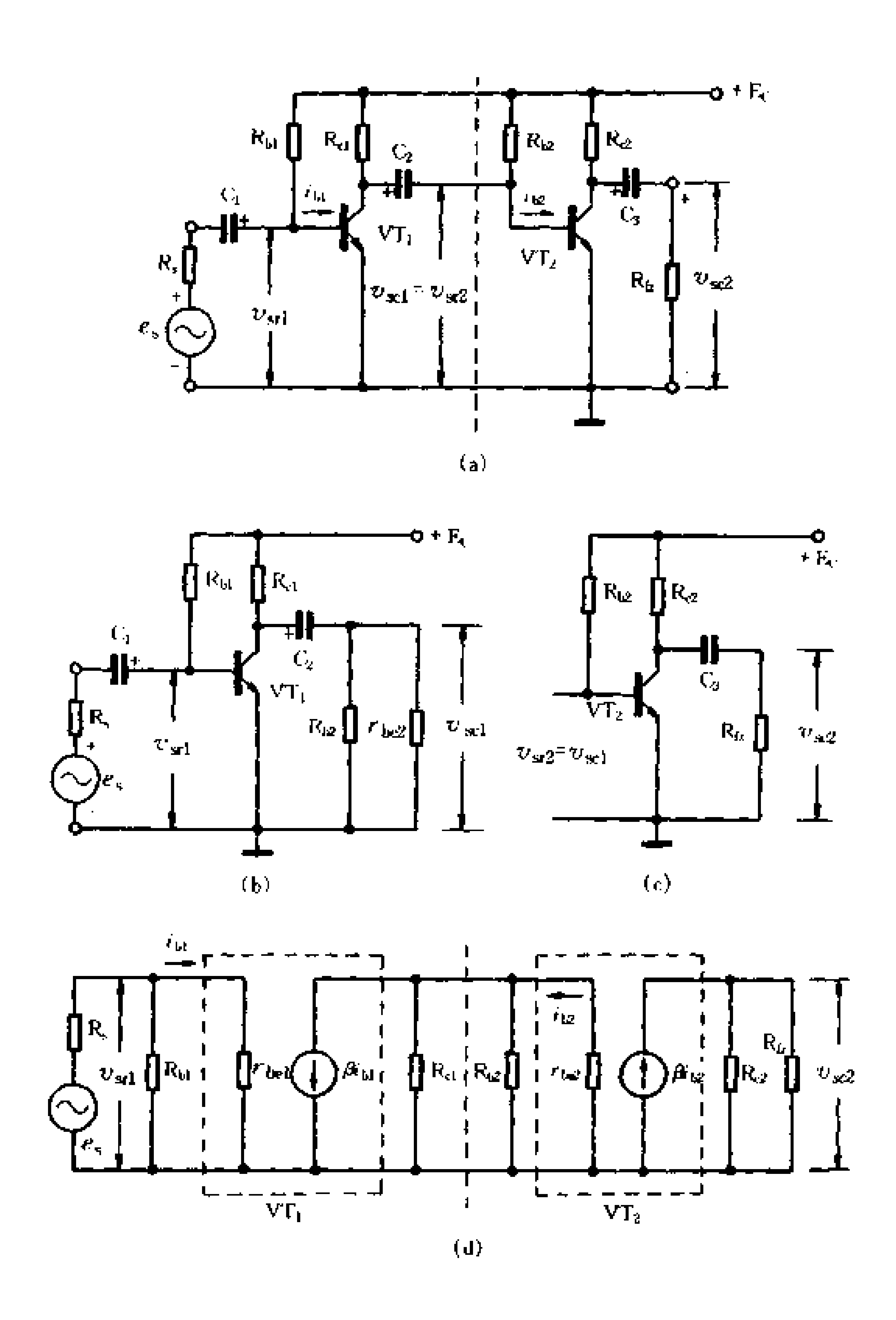


图 2-61 分析两级放大电路的放大倍数

$$K=\frac{v_{sc2}}{v_{sc1}}=\frac{v_{sc2}}{v_{sr2}}\cdot\frac{v_{sr2}}{v_{sc1}}=\frac{v_{sc2}}{v_{sr2}}\cdot\frac{v_{sc1}}{v_{sr1}}=K_1\cdot K_2$$

推广到几级放大电路则有

$$K=K_1\cdot K_2\cdots\cdots K_n$$

上式说明，多次放大电路总的电压放大倍数 K，等于各级电压放大倍数的乘积。

〔**例题**〕 图 2－62 所示的两级阻容耦合放大电路中，已知 $E_C=6V, \beta_1=\beta_2=50, r_{be1}=1k\Omega, r_{be2}=0.5k\Omega, R_{fz}=2k\Omega$。试计算总的电压放大倍数。

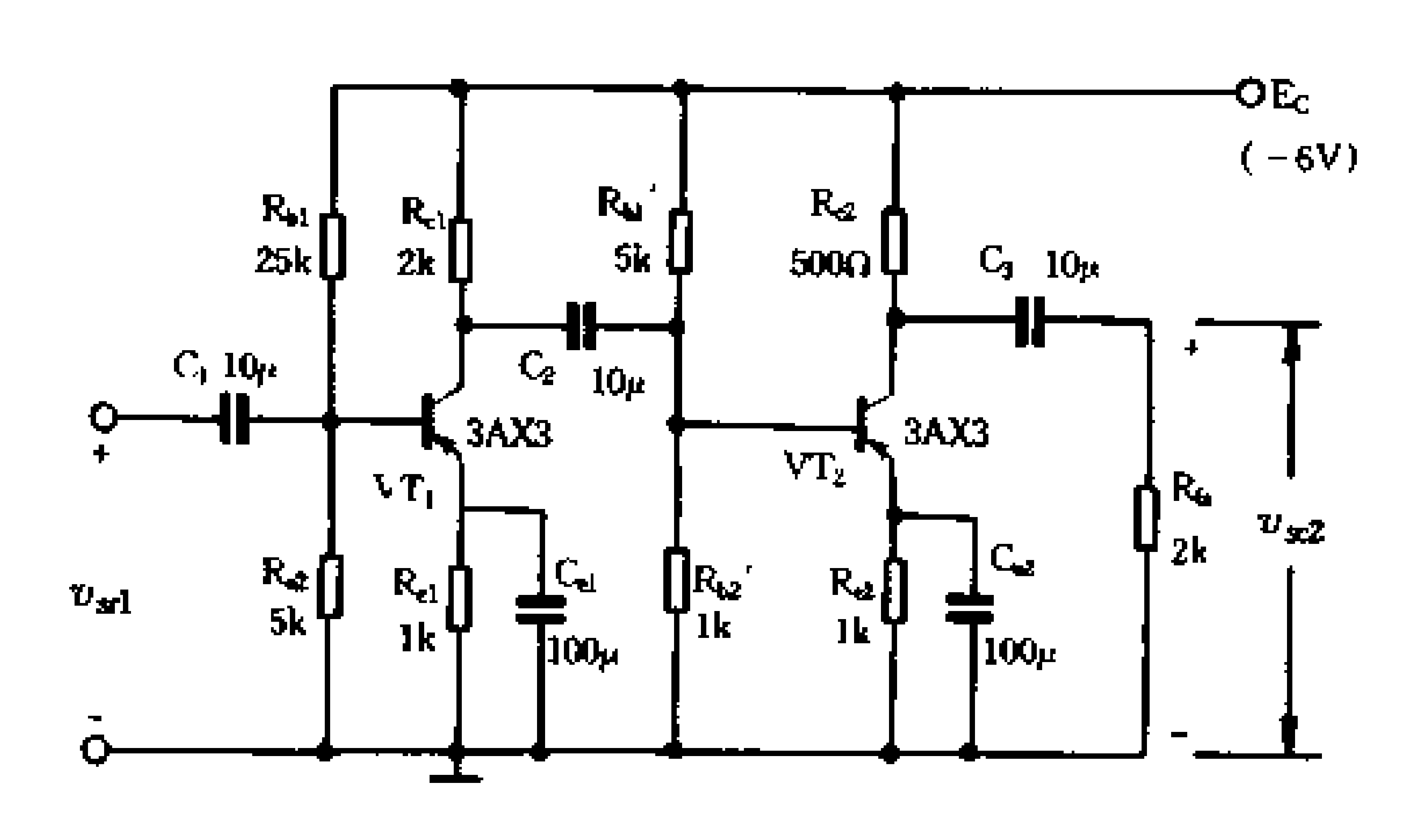


图 2－62 例题

解：在计算第一级电压放大倍数时，把第二级放大电路的输入电阻作为第一级的负载，即

$$r_{sr2}=R'_{b1}//R'_{b2}//r_{be2}=0.31(k\Omega)$$

所以 $$R'_{fz1}=R_{c1}//r_{sr2}=0.27(k\Omega)$$

于是 $$K_1=-\frac{\beta_1 R'_{fz}}{r_{be1}}=-13.5$$

第二级输出端总负载电阻为

$$R'_{fz2} = R_{c2}//R_{fz} = 0.4(\text{k}\Omega)$$

由此计算出第二级电压放大倍数为

$$K_2 = -\frac{\beta_2 R'_{fz2}}{r_{be2}} = -10$$

总的电压放大倍数为

$$K = K_1 \cdot K_2 = 540$$

三、变压器耦合多级放大电路

1. 电路的构成

变压器是利用电磁感应的原理工作的，它能顺利地传送交流信号，可靠地隔断直流成分，所以在多级放大电路中也可作为耦合元件。与阻容耦合放大电路相比，变压器耦合还能灵活地改变电路参数，较好地解决前后级放大电路的阻抗匹配问题，在声频放大电路中曾获得广泛应用。

图 2－63 示出了典型的变压器耦合放大电路的原理图。由图可见，变压器的初级线圈代替了 R_C，交流信号由 T_1 的次级线圈加到 VT_2 的基极回路，经 VT_2 放大后再由 T_2 传送到负载 R_{fz}。

2. 变压器变换阻抗的原理

图 2－64 绘出了变压器的等效电路。图中，若用 V_1、V_2 和 I_1、I_2 分别表示变压器初级和次级的电压与电流；初、次级匝数比 $n = N_1/N_2$；r_1 和 r_2 分别表示线圈的电阻；R_{fz}表示负载电阻。根据变压器的工作原理：

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = n, \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{n}$$

则

$$\frac{V_1}{I_1} = n^2 \frac{V_2}{I_2} = n^2 (R_{fz} + r_2)$$

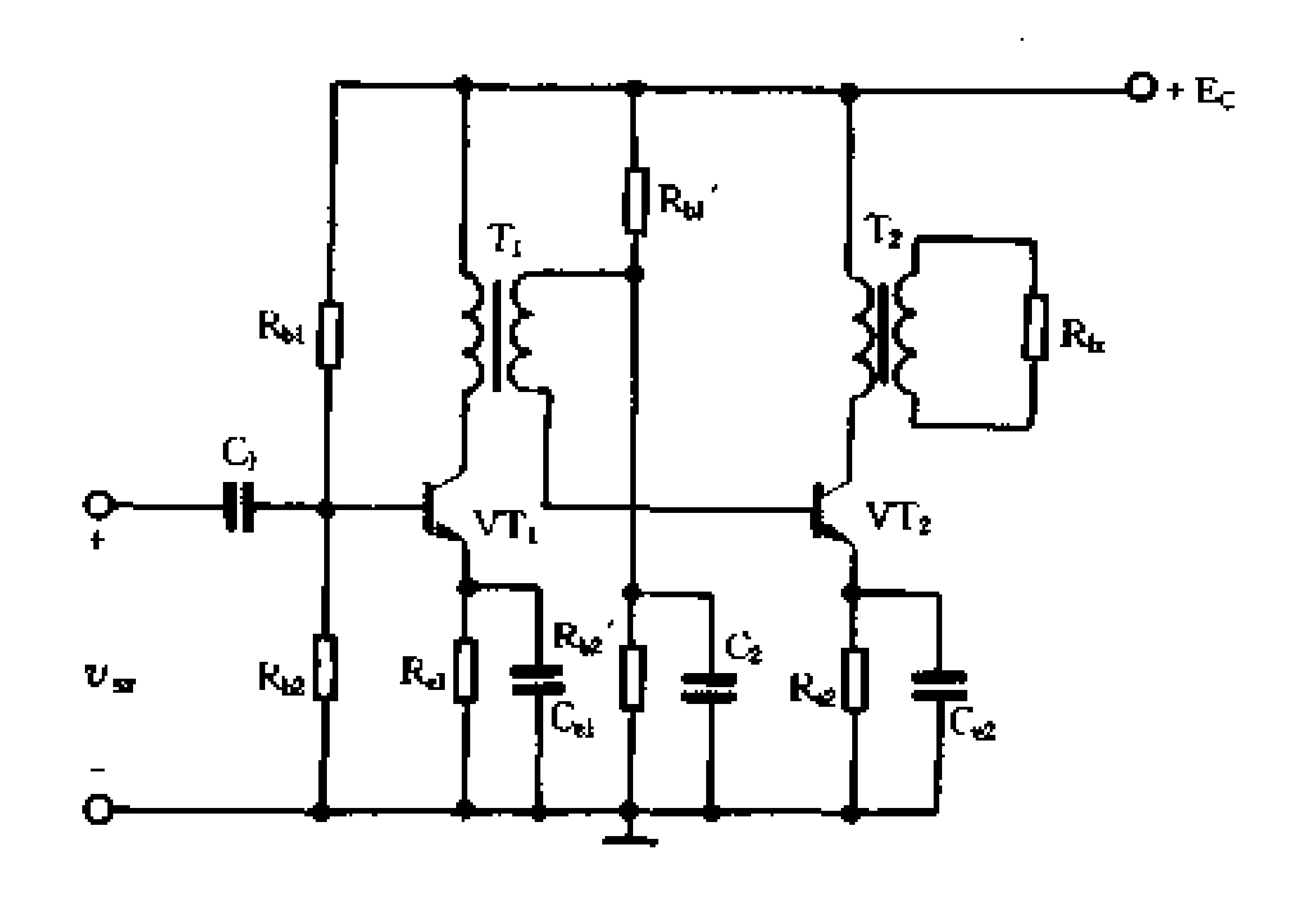


图 2-63　变压器耦合放大电路

这时从变压器初级看进去的等效交流电阻是

$$R'_{fz} = r_1 + n^2(R_{fz} + r_2)$$

由于大多数情况下有 $r_1 \ll n^2(R_{fz} + r_2)$ 和 $r_2 \ll R_{fz}$，所以上式可以近似表示为

$$R'_{fz} \approx n^2 R_{fz}$$

显而易见，通过改变变压器的变比 n，就可以得到不同的等效电阻 R'_{fz} 以满足不同的要求。

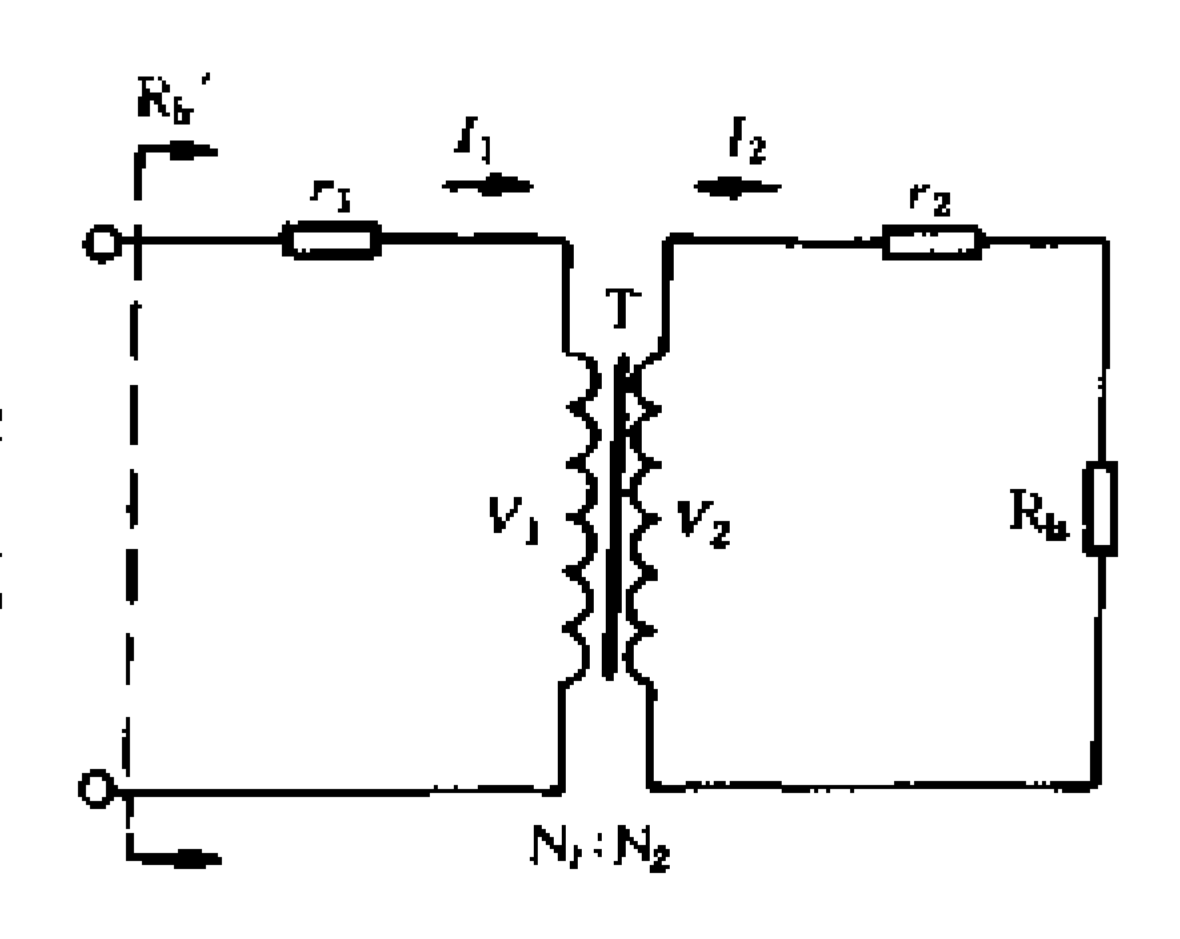


图 2-64　变压器的等效电路

变压器耦合放大电路和阻容耦合放大电路一样，能实现交流信号的耦合，对直流成分起到隔离作用，基本上没有温漂现象，而且通过选择变压器的变比 n，可以实现阻抗的变换。但是，变压器体积大，费用高，本身又消耗能量，不能适应电子电路微小型化的要求，所以目前声频放大电路多采用集成电路，变压器耦合放大电路已经较少采用。

四、多级放大电路的频率响应

我们以两级放大电路为例。如果两个单级放大电路都有相同的通频带，把它们组合成两级放大电路后，通频带将比单级放大电路要窄，如图 2 - 65 所示。因为，两级放大电路的电压放大

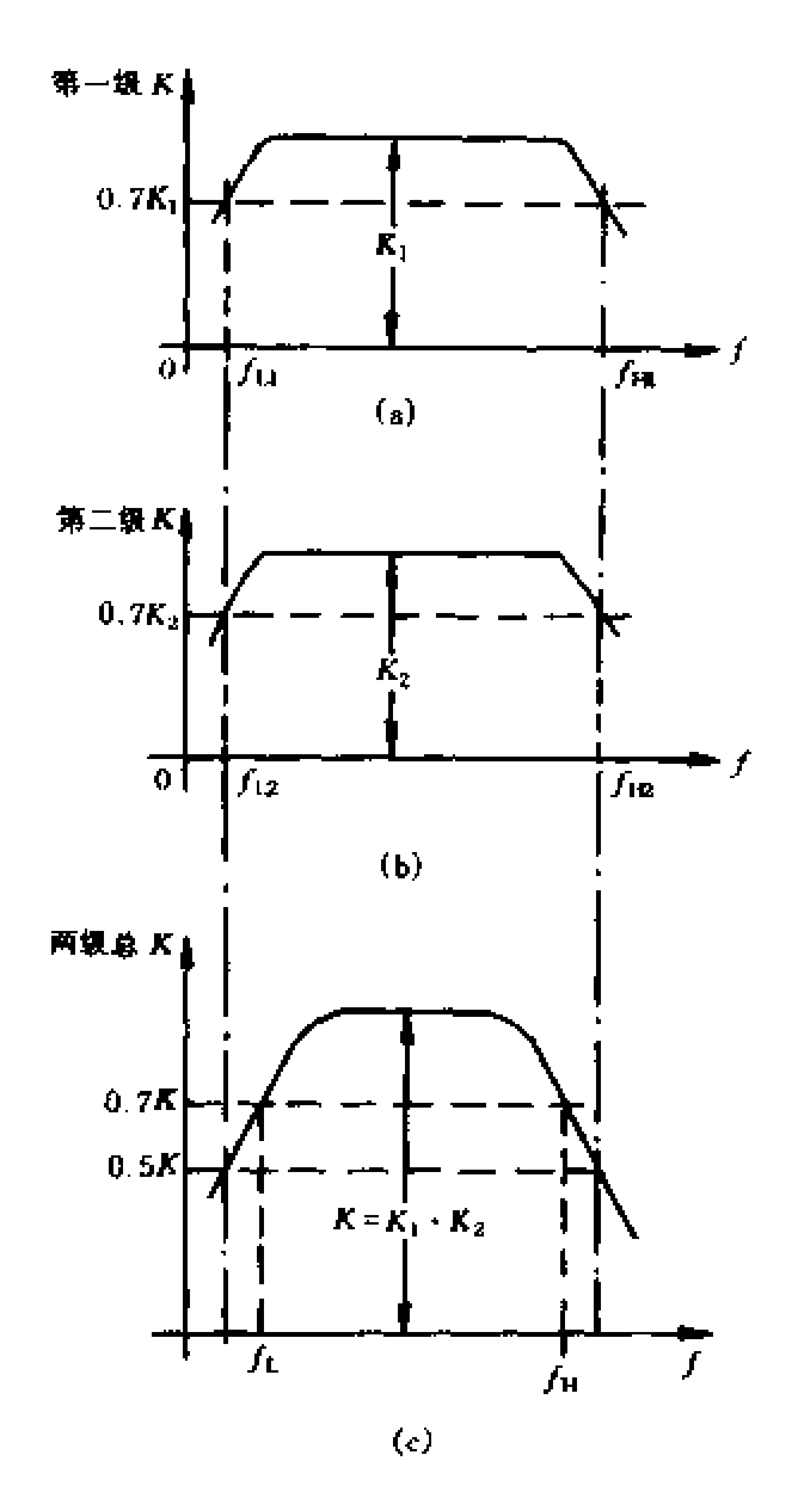


图 2 - 65　两级放大电路的通频带

倍数 $K = K_1 \times K_2$，在原来的上限频率 f_H 和下限频率 f_L 处，放大

电路的电压放大倍数将为 $K = 0.707K_1 \times 0.707K_2 \approx 0.5K_1K_2$，这就意味着通频带变窄了。所以，在选择晶体管、耦合电容和旁路电容时，都要留有充分的余地。

第四节　负反馈放大电路

通过前几节的学习，读者对低频小信号放大电路的基本原理和基本分析方法已经有了一定的了解。放大电路的应用，是电子技术中的一项重大成就。但是，我们也曾叙述，放大电路本身不可避免地存在着许多缺陷。例如，放大倍数不稳定，放大过程中有各种失真，存在着噪声和其他内部干扰等，它们直接影响着放大电路的质量。因此，在放大技术的发展过程中，人们总是不断为克服上述不良因素，为进一步提高放大电路的性能指标而努力探索。负反馈技术的应用，就是这方面的一项突出成就。可以毫不夸张地说，现代电子设备中的放大电路，几乎毫无例外地都采用负反馈技术。读者在掌握了放大电路的基础知识以后，再深入研究负反馈放大电路，是培养独立分析工程电路的能力，进一步制作高质量的放大电路必不可少的一环。

在本章第二节中已经初步介绍过有关“反馈”的概念，为了稳定放大电路的静态工作点，采用了“负反馈”电路。所谓“反馈”就是把输出信号（电压或电流）的一部分通过一定的方式送回到输入端，调节输入信号。如果反送回去的信号有削弱输入信号的作用，即反馈信号与原有的输入信号相位相反，使放大倍数降低，就叫做“负反馈”。如果反送回去的信号与原有输入信号极性相同，使放大倍数提高，就称为“正反馈”。

为了对反馈放大电路建立起初步的印象，我们用图 2－66 所示的方框图来说明反馈的含意。图中将基本放大电路的输出

信号通过反馈网络取出一部分，反送到放大电路的输入端，与放大电路原有的输入信号相迭加后输入到基本放大电路中。图中任一点上的信号可以是电压，也可以是电流，视不同的反馈类型而定。

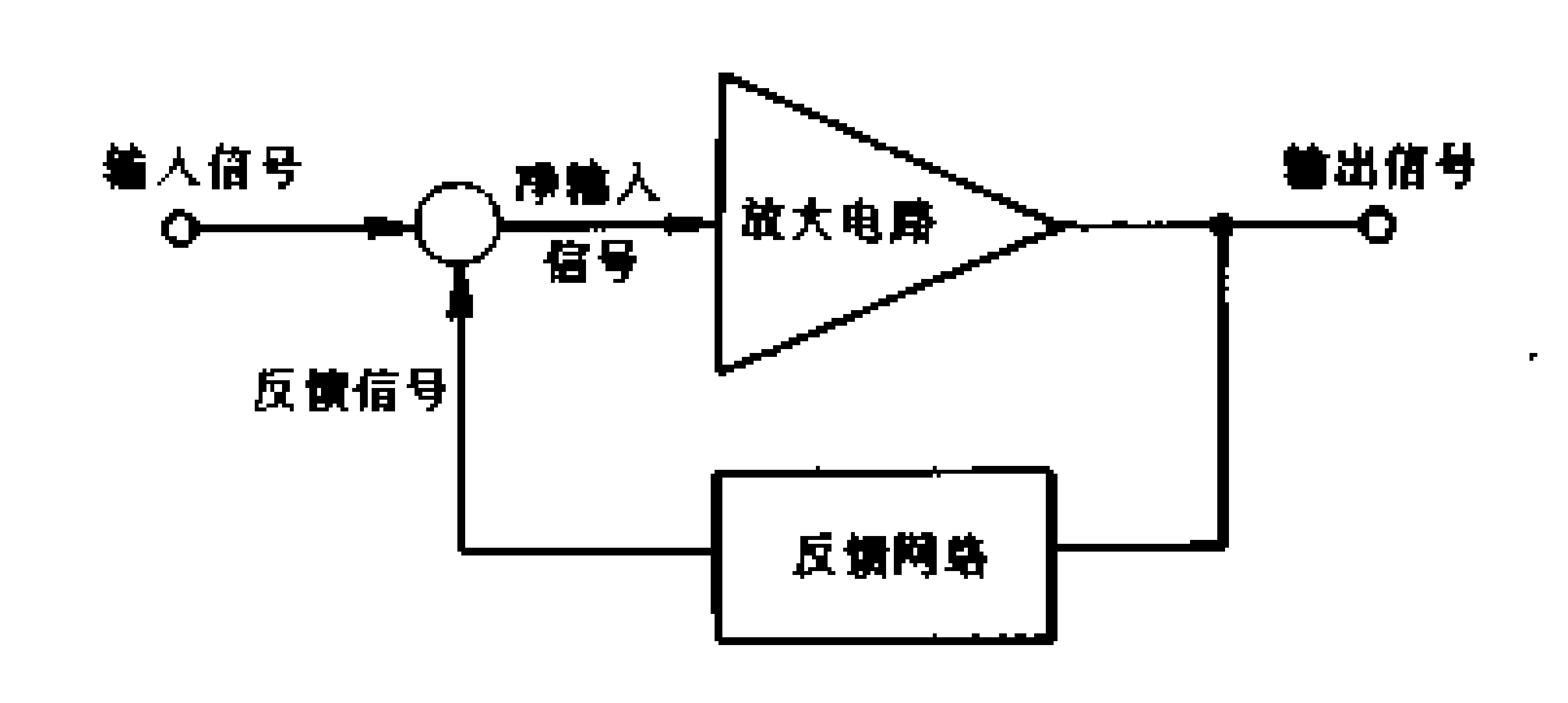


图 2-66　反馈放大电路的方框图

正反馈虽然能提高放大电路的放大倍数，却会使放大电路的稳定性变坏，甚至会产生自激振荡，因此在放大电路中较少采用。负反馈虽然降低了放大倍数，却使放大倍数的稳定性得到提高，失真和噪声减少，频率特性也得到了改善，因而是实现高质量放大电路的一项重要措施。当然，放大电路这些性能的改善是以牺牲放大电路放大倍数为代价换取来的。在工程上，往往是先设计一个高放大倍数的基本放大电路，再引入足够深的负反馈，就能得到一个性能非常优良的放大电路。本书第七章将要介绍的运算放大电路就是一种高放大倍数并引入深度负反馈的集成放大电路。

一、从射极输出器谈起

图 2-67 绘出了共集电极放大电路（射极输出器）的原理图。由图可见，射极输出器的输出电压是从射极电阻 R_e 两端取出的，R_e 不仅属于放大电路的输出回路，同时也属于输入回路。由于 R_e 的存在，放大电路的输出电压全部反馈到输入回路中

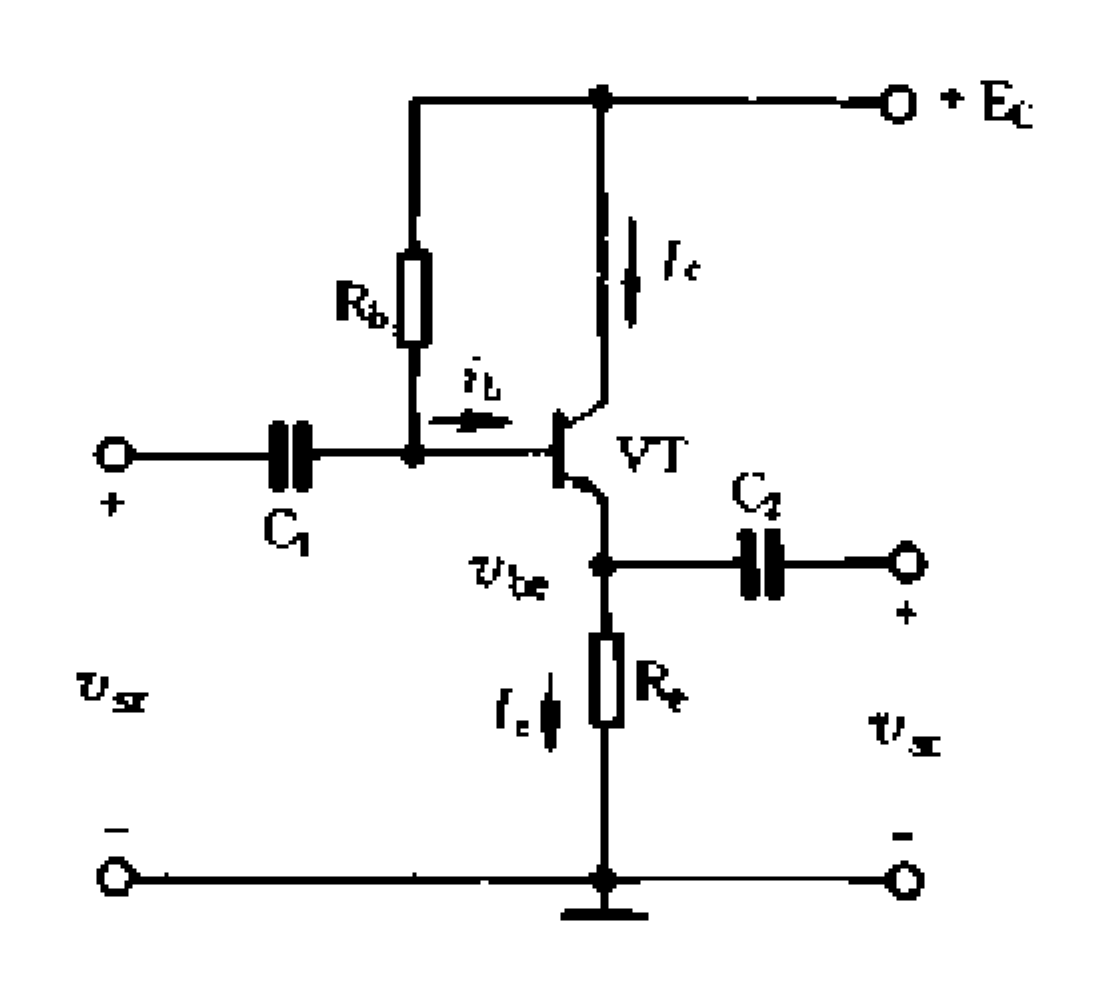


图 2-67 射极输出器

来,其基本关系式为

$$v_{be} = v_{sr} - v_{sc}$$

上式表明,输出电压 v_{sc}的任何变化都会全部反映到输入回路,影响晶体管的控制电压 v_{be},从而自动稳定输出电压。例如,当负载变动时,电路里的负反馈过程为

$$R_{fz}\downarrow \rightarrow v_{sc}\downarrow \rightarrow v_{be}\uparrow \rightarrow i_b\uparrow \rightarrow i_e\uparrow \rightarrow v_{sc}\uparrow$$

正说明负载波动所造成的输出电压的变动在射极输出器中得到了有效的抑制,这就意味着射极输出器具有很小的输出电阻 r_{sc},带负载能力很强。

由于输出电压与输入电压存在着以下关系

$$v_{sc} = v_{sr} - v_{be}$$

输出电压略小于输入电压,即电压放大倍数略小于 1,它没有电压放大能力。但它的射极电流 $i_e = (1+\beta)i_b$,具有电流放大能力和功率放大能力。

由以上分析可知,射极输出器是一种全反馈电路,即其反馈电压 $v_f = v_{sc}$。v_f 作用在输入回路,削弱了原有输入电压 v_{sr},所

以是负反馈。我们根据图 2－68 计算它的电压放大倍数。由图可见

$$v_{sc} = i_e R_e,$$

$$v_{sr} = i_b r_{be} + i_e R_e$$

因此

$$K = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{i_e R_e}{i_b r_{be} + i_e R_e} = \frac{(1+\beta) i_b R_b}{i_b r_{be} + (1+\beta) i_b R_e} = \frac{(1+\beta) R_e}{r_{be} + (1+\beta) R_e}$$

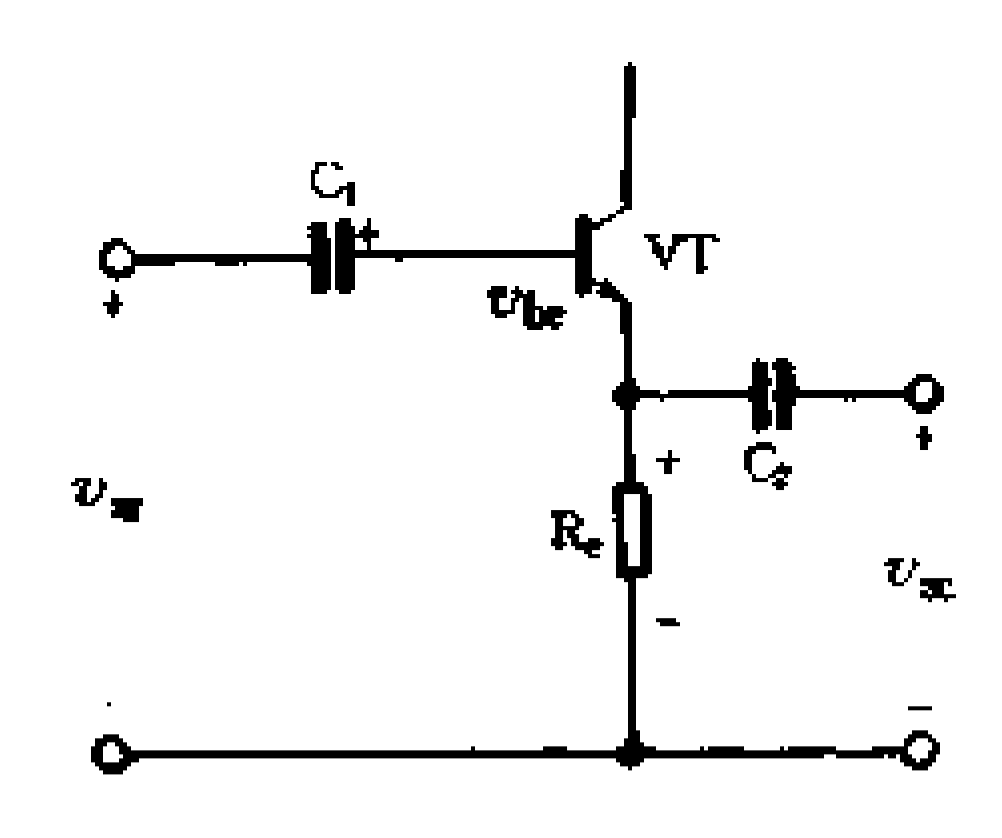


图 2－68 射极输出器的部分电路

射极输出器这种全反馈放大电路，牺牲了电压放大能力，却带来了高输入电阻和低输出电阻。下面利用射极输出器的低频小信号等效电路(图 2－69)，分析它的输入电阻和输出电阻。我们暂时不考虑偏流电阻 R_b 的分流作用(图中用虚线绘出)，则从输入端 A、B 之间看进去的等效电阻 r'_{sr} 包括 r_{be} 与折合到基极回路的射极电阻 $(1+\beta)R_e$ 之和，即

$$r'_{sr} = r_{be} + (1+\beta) R_e \approx (1+\beta) R_e$$

这时，我们再把 R_b 的作用考虑进去，并带上负载，则电路的输入电阻为

$$r_{sr} = R_b // r'_{sr} \approx R_b // \beta R'_{fz}$$

由于 R_b 一般取得很大，所以射极输出器的输入电阻近似等于 R_e 的 β 倍。这样，若把射极输出器接在共射放大电路的输入端，由于它具有高输入电阻，就大大减轻了信号源的负担，也就

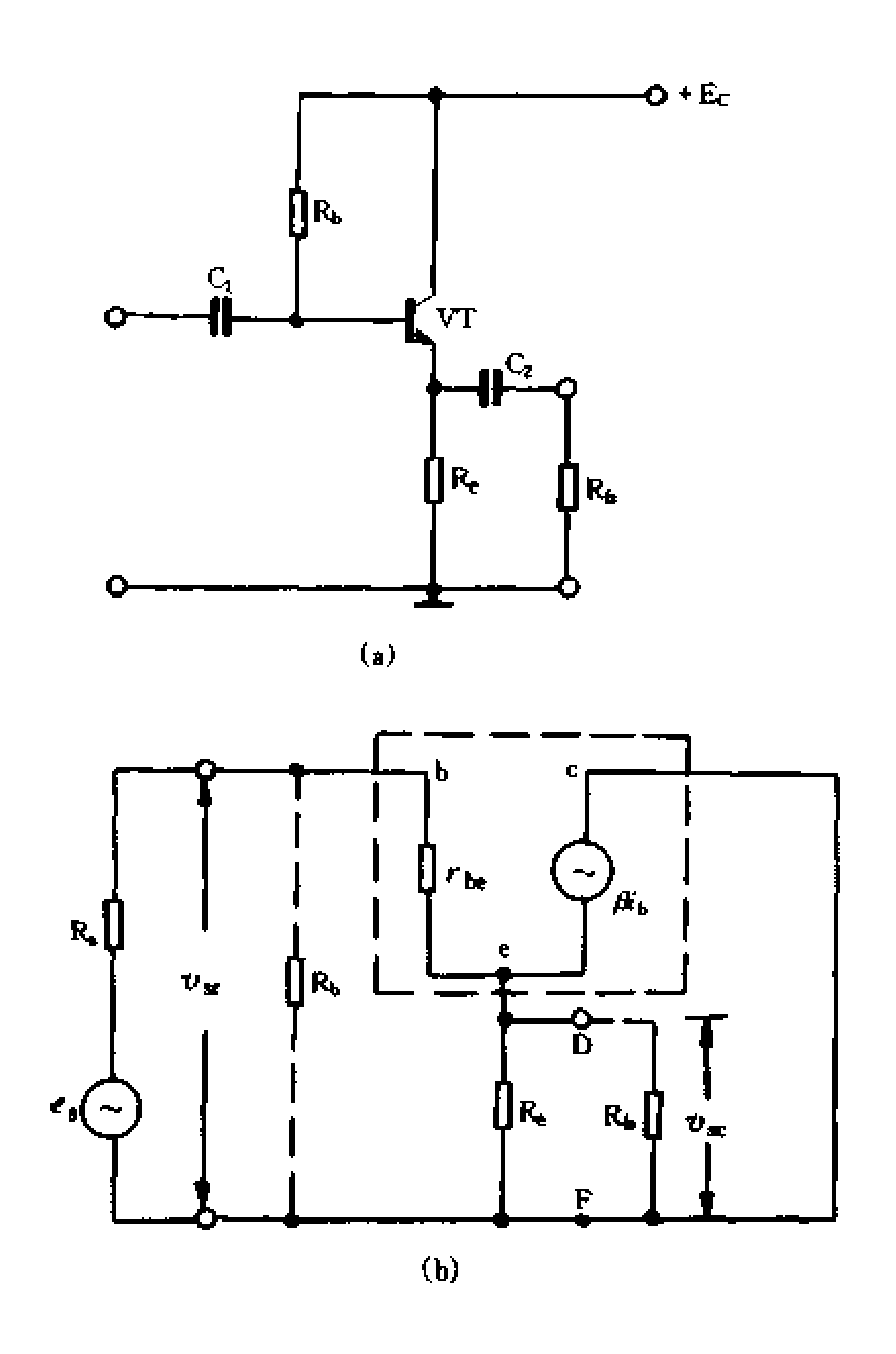


图 2-69　射极输出器的低频小信号等效电路

是说，信号源在供给放大电路同样大小的信号电压时，所需提供的电流将会大大减小。

射极输出器的输出电阻 r_{sc} 就是从它的输出端 D、F 看进去的等效电阻。为了看得更清楚，我们将它的小信号等效电路简化成图 2-70 形式，图中

$$R'_b = R_b // R_s = \frac{R_b R_s}{R_b + R_s}$$

R'_b 与 r_{be} 串联后，等效到输出回路中其数值应变为 $\frac{R'_b + R_s}{1+\beta}$ 再与 R_e 并联就是输出电阻，即

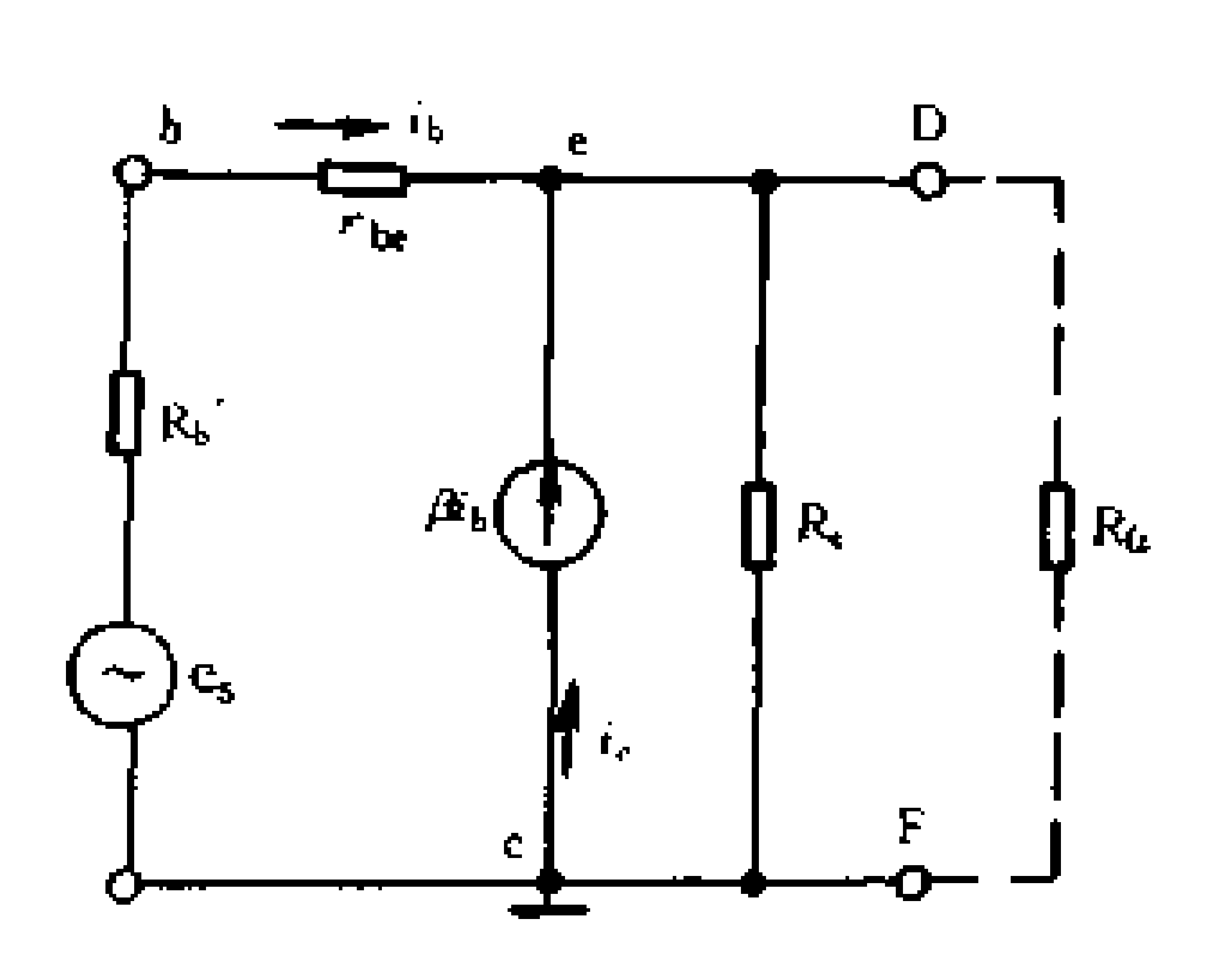


图 2－70　射极输出器的输出电阻

$$r_{sc} = R_e // (\frac{R'_b + r_{be}}{1+\beta})$$

在大多数电路中，总会有 $\frac{R'_b + r_{be}}{1+\beta} \ll R_e$，且 $(1+\beta) \approx \beta$，所以上式又可以简化为

$$r_{sc} \approx \frac{R'_b + r_{be}}{\beta}$$

上列公式是在 R_e 和 β 比较大的情况下，射极输出器的输出电阻近似等于基极回路的总电阻($R'_b + r_{be}$)除以 β 值，因此，在相同的条件下，β 值越高，输出电阻 r_{sc} 越小。射极输出器的输出电阻大约在几十欧到几百欧的范围，比共射放大电路小得多。

[例题] 某晶体管扩音机的话筒输入级，采用了射极输出器，实际电路如图 2－71(a)所示。试求输入电阻和输出电阻。

解：将信号源开路，从输入端 a、b 两点间向里面看进去的等效电阻就是输入电阻 r_{sr}。本例中考虑了外接负载 R_{fz} 与基极偏流电阻的影响(偏流电阻由 R_1、R_2、R_3 组成，R_3 的接入是为了减少 R_1、R_2 对信号的分流作用)，并将这部分电路等效为图 2－71(b)的形式。图中 R'_e 为

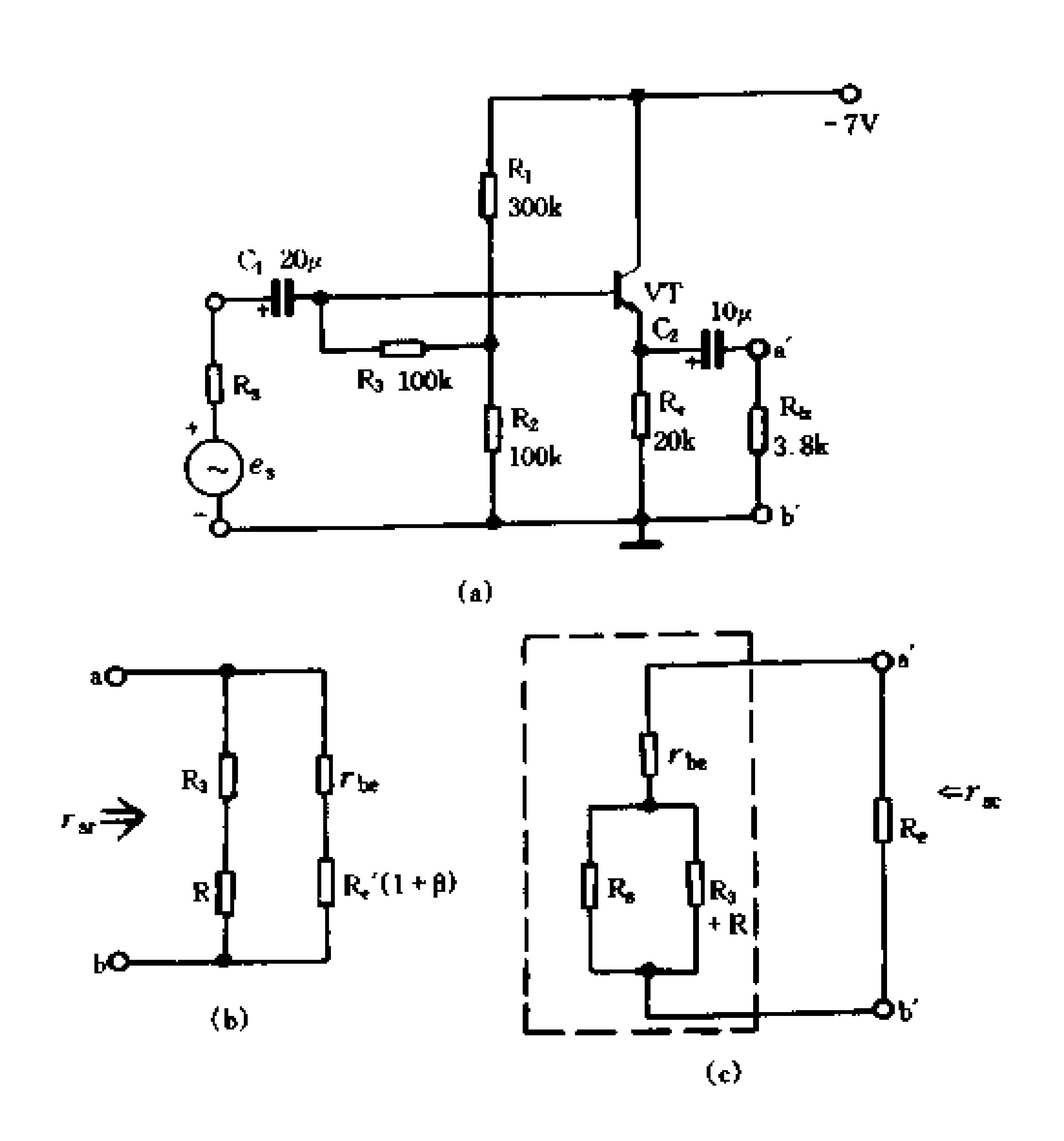


图 2-71 例题

$$R_e' = \frac{R_{fz}R_e}{R_{fz}+R_e} = \frac{3.8\times 20}{3.8+20} = 3.2(\text{k}\Omega)$$

R'_e是发射极回路的电阻，折合到基极回路后，应乘上$(1+\beta)$，即

$$(1+\beta)R_e' = 51\times 3.2 = 163(\text{k}\Omega)$$

$(1+\beta)R_e' \gg r_{be}$，故 r_{be}可忽略。

$$R = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} = \frac{300\times 100}{300+100} = 75(\text{k}\Omega)$$

于是，由图 2-71(b)可以算出电路的输入电阻

$$r_{sr}=\frac{R_e'(1+\beta)(R+R_3)}{R_e'(1+\beta)+(R+R_3)}=\frac{163\times175}{163+175}=84.3(\mathrm{k\Omega})$$

假如不接入电阻 R_3，则

$$r_{sr}=\frac{R_e'(1+\beta)R}{R_e'(1+\beta)+R}=\frac{163\times75}{163+75}=51.5(\mathrm{k\Omega})$$

显然，由于接入了 R_3，使输入电阻得到了较大幅度的提高。

再将负载电阻 R_{fz} 开路，从输出端 a、b 看进去的等效电阻就是输出电阻 r_{sc}。计算时应考虑 R_b 和信号源内阻 R_s 的影响。设话筒的内阻 $R_s=20\mathrm{k\Omega}$，则由输出电阻时，可用图 2－71(c)所示的等效电路进行计算，即

$$r_{sc}=\frac{r_{be}+R_b'}{\beta}\ /\!/\ R_e$$

式中 $R_b'=\dfrac{(R_3+R)R_s}{(R_3+R)+R_s}=\dfrac{175\times20}{175+20}\approx18(\mathrm{k\Omega})$

r_{be} 与 R_b' 相比，$R_b'\gg r_{be}$，r_{be} 可以忽略，则

$$r_{sc}\approx\frac{R_b'}{\beta}\ /\!/\ R_e=\frac{18}{50}\ /\!/\ 20\approx354(\Omega)$$

〔**例题**〕 为了进一步提高射极输出器的输入电阻，常常采用一种“自举”偏置电路，如图 2－72 所示。试分析这种电路是如何提高输入电阻的。

解：偏置电路引入了一个附加电阻 R_{b3}，并接入一个电容器 C_b，把输出电压 v_{sc} 全部反馈到 R_{b2} 两端，C_b 称为“自举”电容器。

任一射极输出器的总输入电阻(在某一确定的输入电压 v_{sr} 时)，仅仅与输入偏置电路及晶体管基极的信号电流有关。为消除偏置电路对总输入电阻的影响，必须不让信号电流流入偏置电路，这就是所谓“自举”作用。

由图 2－72 可见，$v_{sr}=v_{Rb3}+v_{Rb2}$，忽略自举电容 C_b 的容

抗，则

$$v_{Rb2} \approx v_{sc}$$

于是 $v_{sr} = v_{Rb3} + v_{sc}$

而在射极输出器中 $v_{sc} \approx v_{sr}$

所以 $v_{Rb3} \approx 0$

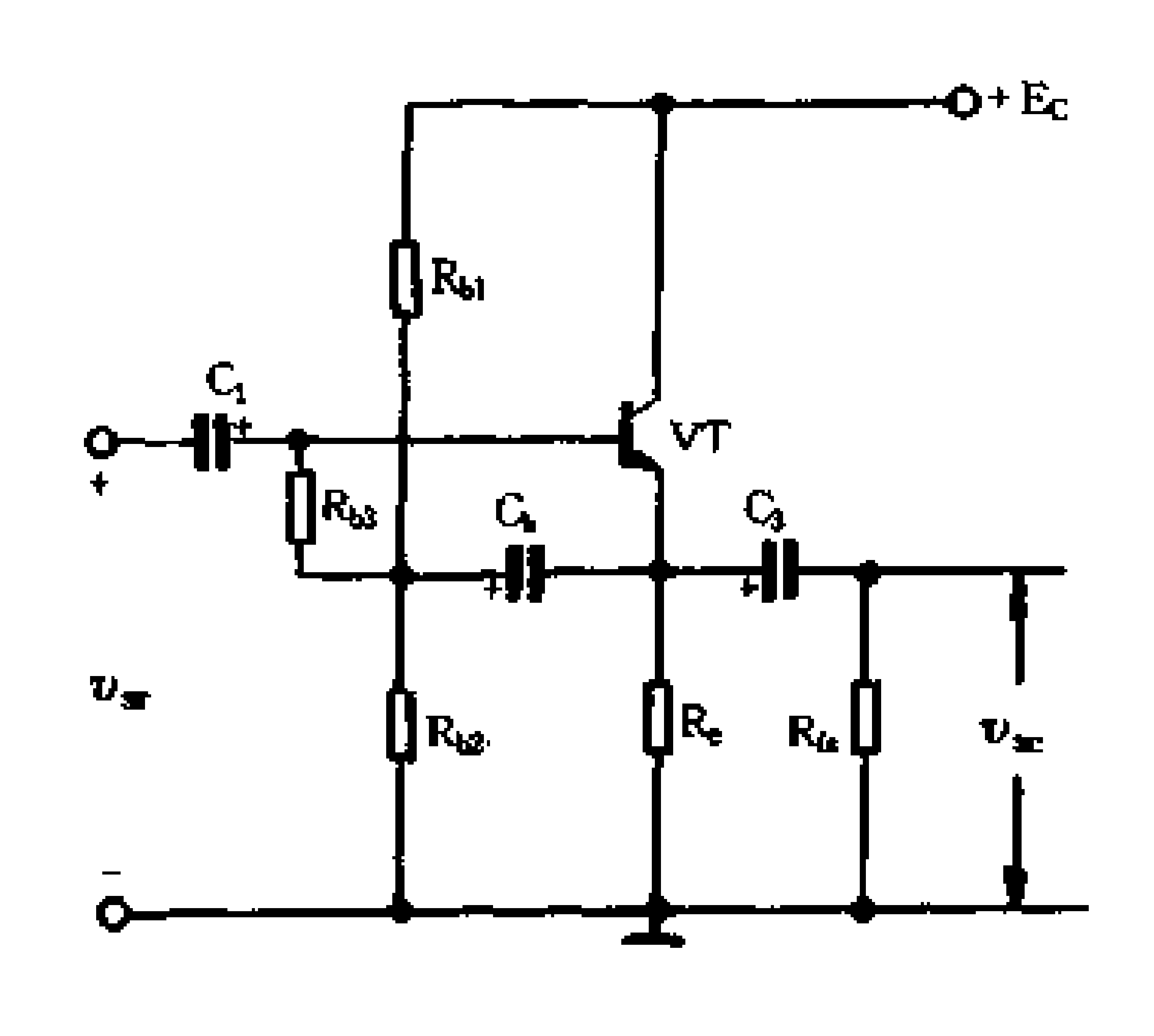


图 2-72 "自举"电路

由于 R_{b3} 两端的电位差近似等于零，流过 R_{b3} 的信号电流也就极小，使偏置电路对信号电流的分流作用大大减弱，使输入电阻大幅度提高。读者可试绘图 2-72 电路的交流等效电路，分析起来将更为直观。

二、负反馈的分类

在实际电子电路中所采用的负反馈，形式上是多种多样的，但总的来说它们都是从放大电路的输出信号中取出一部分作为反馈信号加到输入回路中来，并与输入信号发生一定的联系。根据从放大电路输出端取得反馈信号的种类(电压或电流)，以及反馈信号在输入回路中的作用形式(串联或并联)不同，负反馈可以归纳为四种类型：(1)电压串联负反馈；(2)电流串联负反馈；(3)电压并联负反聘；(4)电流并联负反馈。

1. 电压串联负反馈电路

前面介绍的射极输出器的特点是把输出电压 v_{sc} 全部引入输入回路，作为反馈电压 v_f，即

$$v_f = v_{sc}$$

在输入回路中，反馈电压 v_f 又与原有输入电压 v_{sr}相串联，即

$$v_{be} = v_{sr} - v_f$$

v_f 的引入，削弱了原有的输入信号 v_{sr}，所以这种反馈方式称之为输出电压、输入串联负反馈，简称为电压串联负反馈。

在一般情况下，并不需要把全部输出电压反馈到输入回路，往往只取其一部分，图 2－73 所示是电压串联负反馈电路的方框图。图 2－73(a)所示是电压串联负反馈电路的反馈连接方式；图 2－73(b)所示是实际接线图。由图可见，输出电压 v_{sc}经过由分压电阻 R_f 和 R_1 组成的反馈网络(又称采样网络)，在 R_1 上取得反馈电压 v_f 加到输入回路。在输入回路中，v_f 与原有输入电压 v_{sr}相串联，二者极性相反，使加到基本放大电路输入端的控制电压(又称净输入电压)为

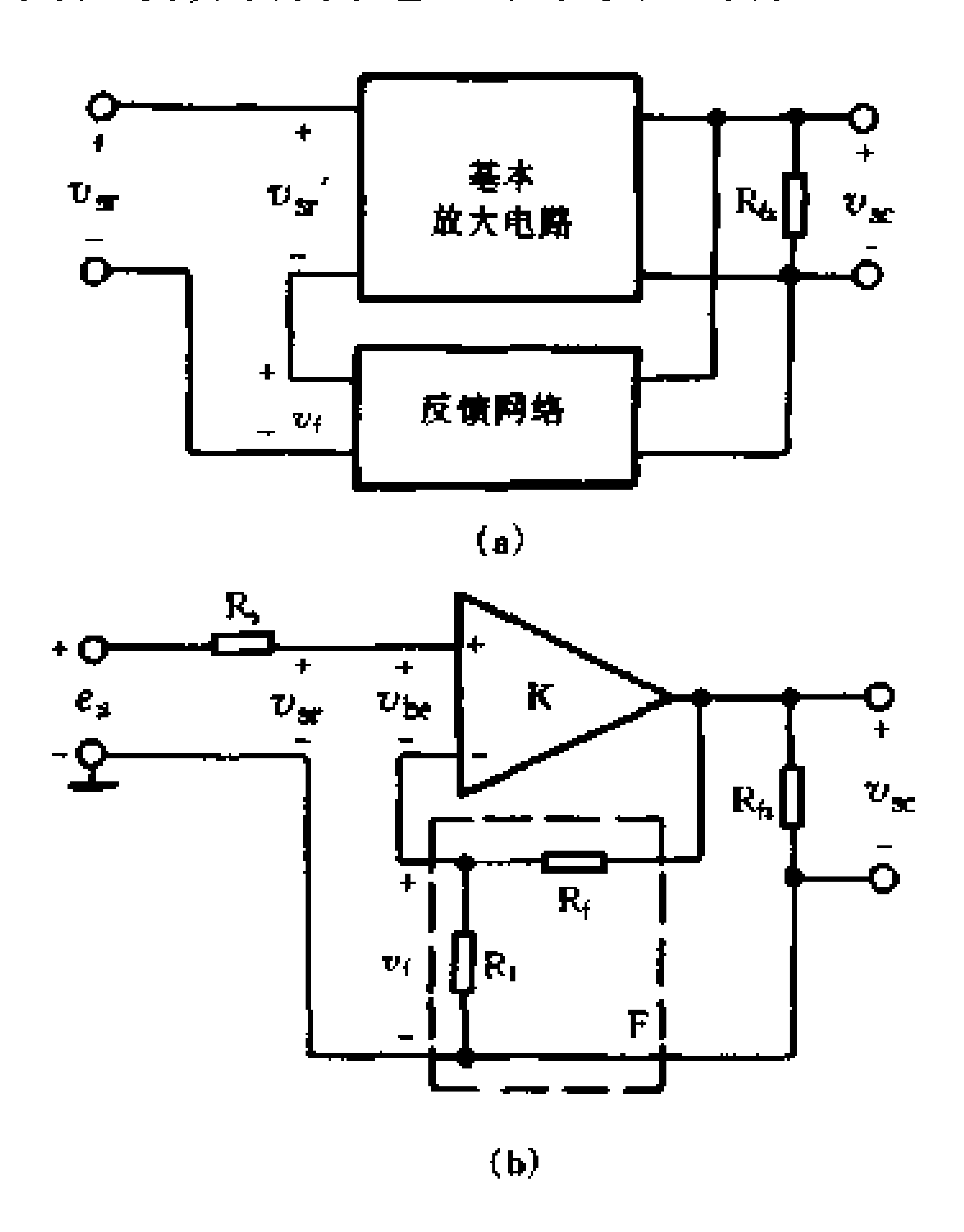


图 2－73　电压串联负反馈电路

$$v_{be} = v_{sr} - v_f$$

当 v_{sr}一定时，v_f 越大(反馈越强)，则 v_{be}越小。

图 2－74 是电压串联负反馈电路的实例。图中所标的各处电压瞬时极性都是实际的，因此，下面的计算中各电压和电流都

不带极性，仅表示其大小。

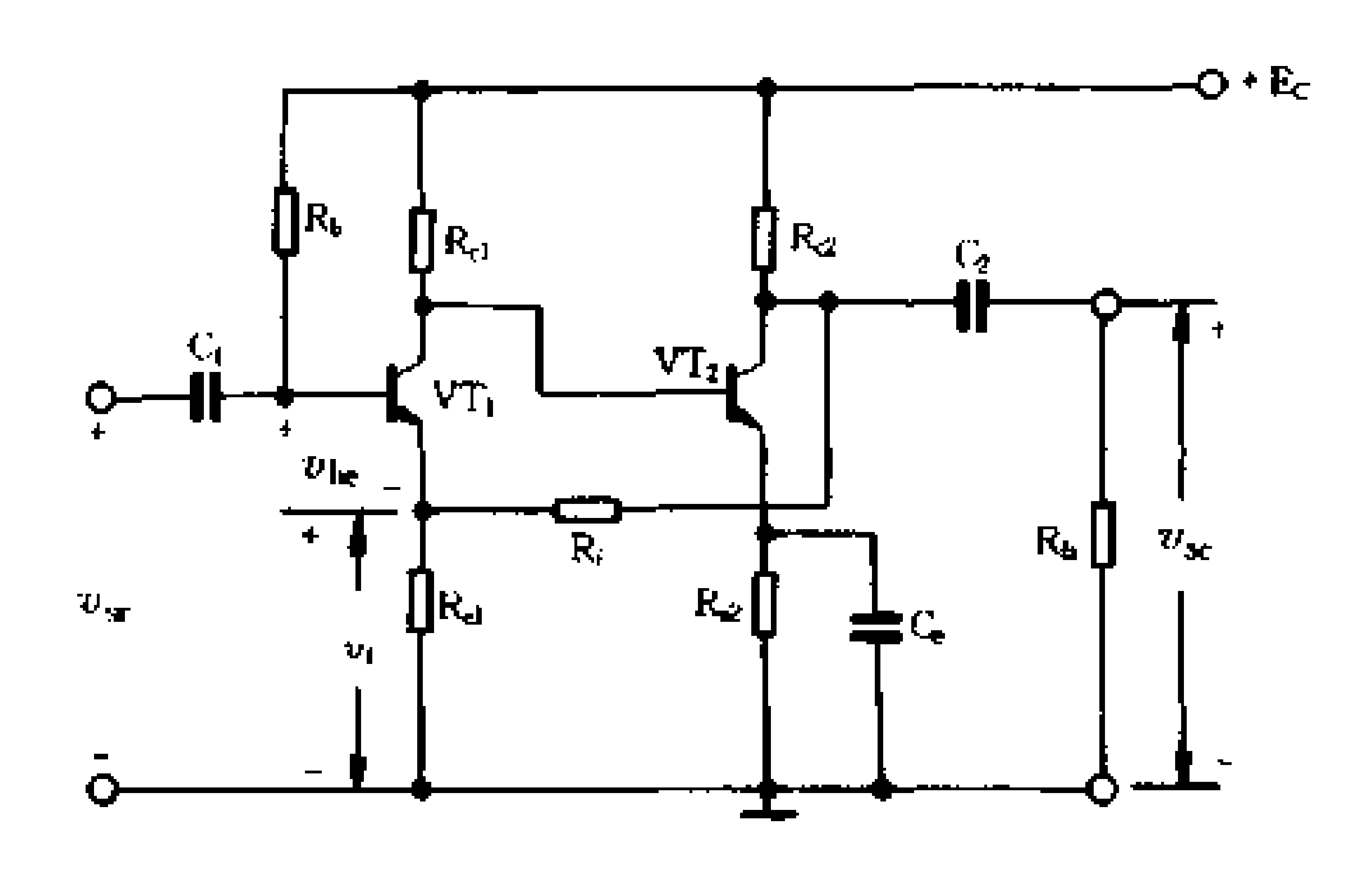


图 2-74　电压串联负反馈实例

我们先看电路的输出端，若 $r_{be} \gg R_{e1}$，则反馈电压

$$v_f = v_{sc}\frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}} = F\,v_{sc}$$

式中 $F = \frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}}$ 叫反馈系数，在图 2-73 和 2-74 中就是反馈网络的电阻分压电路的分压比。判断输出端是不是电压反馈，只需将放大电路输出端交流短路，即令 $v_{sc} = 0$，此时若 $v_f = 0$，则属于电压反馈。

再看反馈信号是以什么形式加到输入端的。由图 2-74 可见，在输入回路中 $v_{sr} - v_f - v_{be} = 0$，即电压串联求和的关系，且 v_f 与 v_{sr} 极性又相反，所以属于串联负反馈。

与射极输出器这样的典型电压串联负反馈电路一样，凡是放大电路引入了电压串联负反馈，都会稳定电压放大倍数，增大输入电阻，减小输出电阻，这些都是靠牺牲放大倍数换取的。

2. 电流串联负反馈电路

电流串联负反馈电路的连接方式和接线图分别如图 2－75

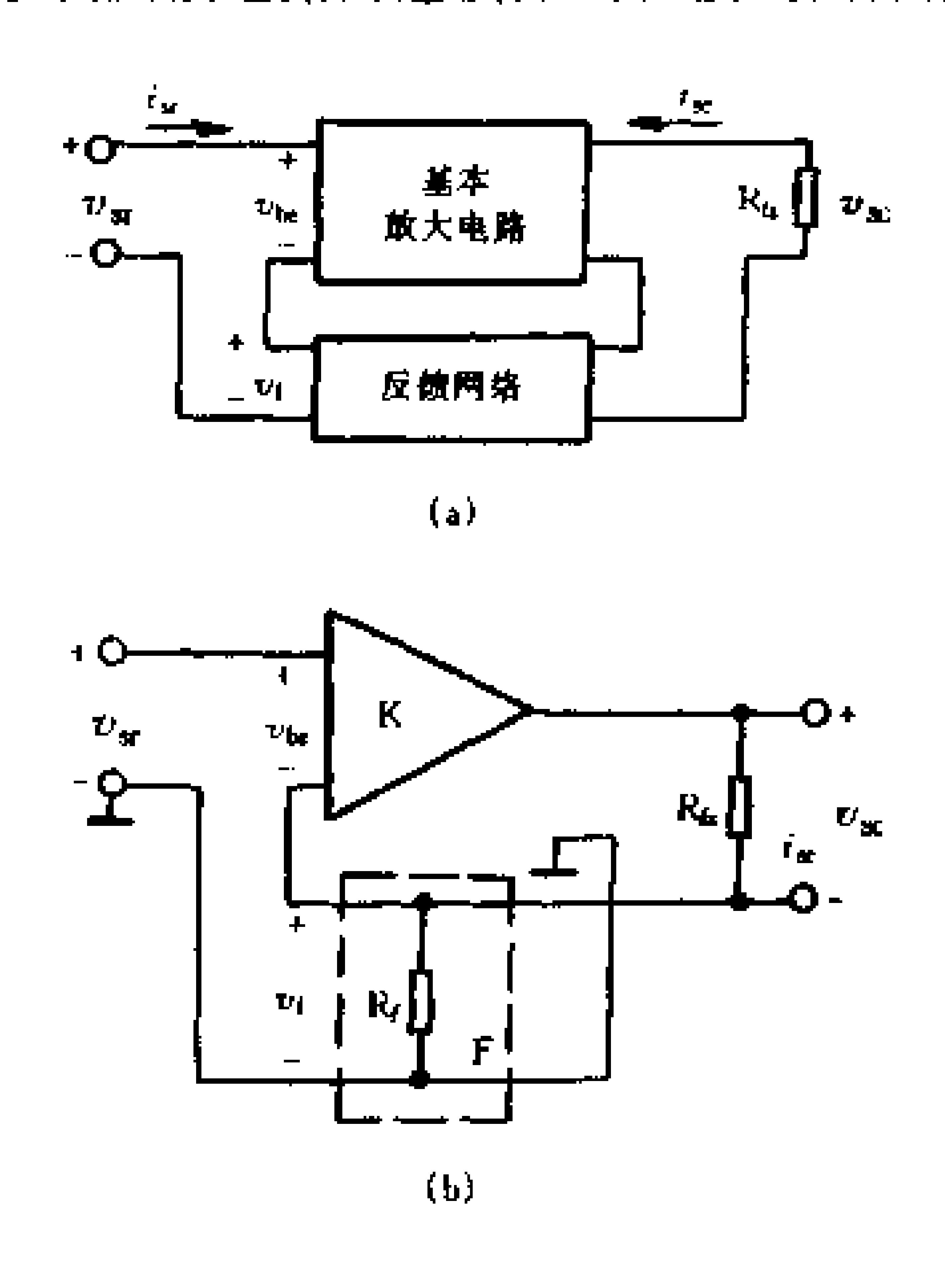


图 2－75 电流串联负反馈电路

(a)、(b)所示。在放大电路的输出回路中，接入了反馈电阻 R_f，输出电流 i_{sc}流过 R_f 时产生电压降 v_f，即

$$v_f = i_{sc}R_f$$

它就是反馈电压。由于在输出回路中取得的反馈信号正比于输出电流，所以属于电流反馈。判断是不是电流反馈，只需将输出端交流短路($v_{sc}=0$)，如 v_f 依然存在，则属于电流反馈。

从反馈信号加到输入回路的方式可以看到，反馈电压 v_f 是以串联形式与原有输入电压 v_{sr}相作用，并削弱于 v_{sr}，所以属于串联负反馈。

我们以图 2－76(a)的电流串联负反馈实例来说明这种反

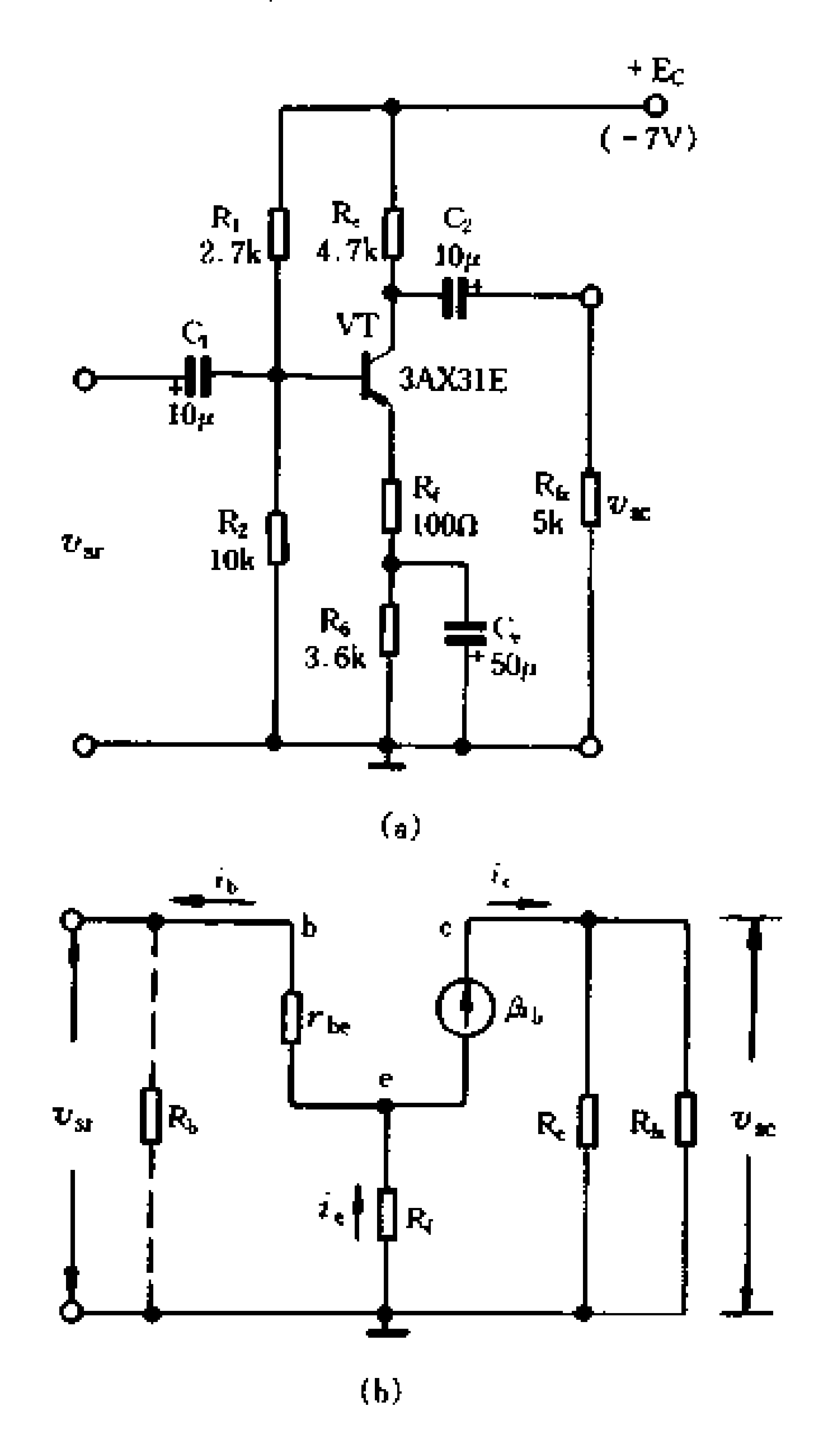


图 2－76 电流串联负反馈电路实例

馈方式对改善放大电路性能方面的影响。

图 2－76(b)绘出了它的低频小信号等效电路。由图可见，反馈电压 v_f 取自电阻 R_f 上的电压降，即

$$v_f = i_e R_f$$

且 v_f 正比于发射极电流 i_e，它与输入信号 v_{sr} 在输入回路中相串

联并且极性相反，所以可判定是电流串联负反馈。

(1) 输入电阻 r_{sr}：暂不考虑偏流电阻($R_b = R_1 /\!/ R_2$)的影响，放大电路的输入电阻为

$$r'_{sr} \approx \frac{v_{sr}}{i_b} = r_{be} + (1+\beta)R_f$$

如果 $R_f \geqslant (200 \sim 300)\Omega$，则可将上式中的 r_{be}忽略，这时

$$r'_{sr} \approx \beta R_f$$

再考虑 R_b 的分流作用，则

$$r_{sr} = r'_{sr} /\!/ R_b = \frac{r'_{sr} R_b}{r'_{sr} + R_b}$$

(2) 输出电阻 r_{sc}：将负载电阻 R_{fz}断开，从输出端看进去的等效电阻为

$$r_{sc} \approx R_c$$

这里把晶体管 c、e 之间看作内阻为无穷大的恒流源。

(3) 电压放大倍数 K_f：由图 2－76(b)可见，

$$v_{sr} = i_b r'_{sr}, v_{sc} = i_c R'_{fz}$$

可以算出加有负反馈的电压放大倍数 K_f(K_f 又叫闭环放大倍数)，即

$$K_f = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = -\frac{i_c R'_{fz}}{i_b r'_{sr}} = -\frac{\beta i_b R'_{fz}}{i_b r'_{sr}} = -\beta \frac{R'_{fz}}{r'_{sr}}$$

将 r'_{sr}的值代入，则上式为

$$K_f = -\beta \frac{R'_{fz}}{r_{be} + (1+\beta)R_f}$$

若满足 $r_{be} \ll (1+\beta)R_f$，则 r_{be}可忽略，且 $1+\beta \approx \beta$，于是

$$K_f \approx -\frac{R'_{fz}}{R_f}$$

上式说明，引入电流串联负反馈，并满足$(1+\beta)R_f \gg r_{be}$的

条件时，放大电路的闭环放大倍数 K_f 仅由电路中的电阻 R'_{fz} 和 R_f 决定，与晶体管的参数几乎无关，这就大大提高了放大倍数的稳定性。由上述分析可知，输入串联负反馈可以提高电路的输入电阻 r_{sr}，而输出电流负反馈，输出电阻却未减小。

[**例题**] 试计算图 2－76 所示电路的输入电阻、输出电阻和电压放大倍数(静态工作电流 $I_{eQ}=0.45\text{mA}$)。

解:(1)先计算输入电阻 r_{sr}

$$R_b = R_1 /\!/ R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{27 \times 10}{27 + 10} \approx 7.3(\text{k}\Omega)$$

$$r_{be} = 300 + (1+\beta)\frac{26}{I_{eQ}} \approx 300 + 51 \times \frac{25}{0.45} \approx 3.25(\text{k}\Omega)$$

$$r'_{sr} = r_{be} + (1+\beta)R_f = 3.25 + 51 \times 0.1 = 8.35(\text{k}\Omega)$$

考虑 R_b 的分流作用后，输入电阻为

$$r_{sr} = r'_{sr} /\!/ R_b = \frac{8.35 \times 7.3}{8.35 + 7.3} \approx 4(\text{k}\Omega)$$

(2) 再计算输出电阻 r_{sc}

$$r_{sc} \approx R_c = 4.7(\text{k}\Omega)$$

(3) 最后计算电压放大倍数 K_f

$$R'_{fz} = \frac{R_e\ R_{fz}}{R_e + R_{fz}} = \frac{4.7 \times 5}{4.7 + 5} \approx 2.4(\text{k}\Omega)$$

$$K_f = -\beta\frac{R_{fz}}{r'_{sr}} = -50 \times \frac{2.4}{8.35} \approx -14$$

3. 电压并联负反馈电路

电压并联负反馈电路的方框图和实际接线图如图 2－77 所示。由图可见，输出电压 v_{sc} 通过反馈电阻 R_f 反馈到输入端，引起了反馈电流 i_f，其大小为

$$i_f \approx \frac{v_{be} - v_{sc}}{R_f} \approx -\frac{v_{sc}}{R_f}$$

由于反馈电流 i_f 正比于输出电压 v_{sc}，所以是电压反馈。

在输入端反馈电流 i_f 与原有输入电流 i_{sr} 相作用后，得到净输入电流 i_b，即

$$i_b = i_{sr} - i_f$$

i_f 削弱了 i_{sr} 分流到基极去的控制电流(净输入电流) i_b，使 $i_b < i_{sr}$，所以是并联负反馈。

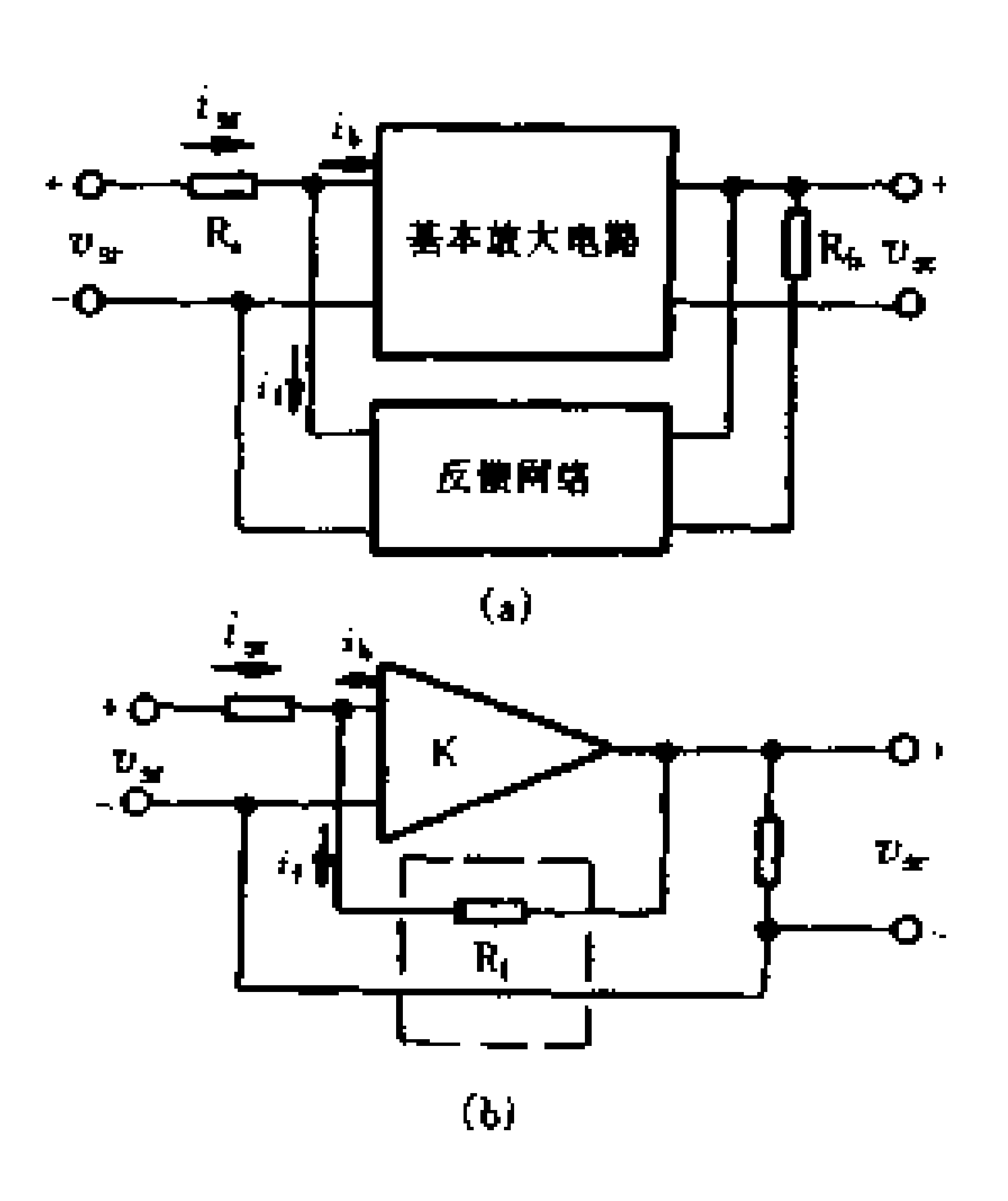
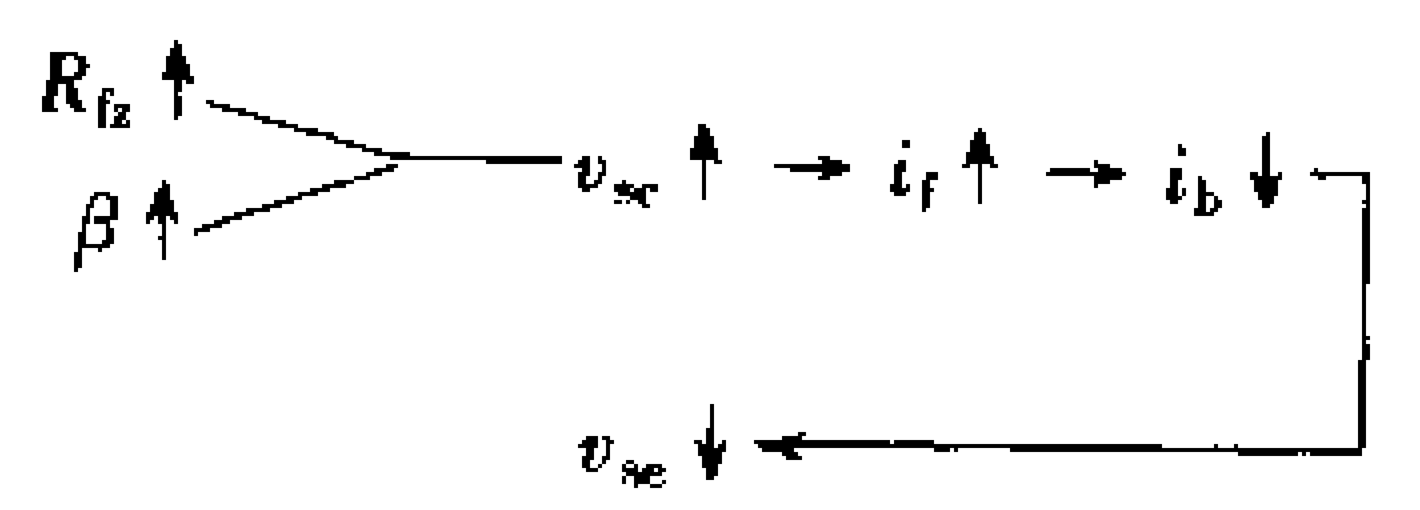


图 2-77 电压并联负反馈电路的方框图和接线图

电压并联负反馈是利用输出电压 v_{sc} 本身起回输调节作用，因而它具备一种重要性能：当负载或晶体管参数变化时，有稳定输出电压的作用。例如，当 R_{fz} 增大或 β 变大使 v_{sc} 升高时，电路里产生如下负反馈过程



可见，由于引入了电压反馈，可以稳定输出电压，也就意味着减小了放大电路的输出电阻 r_{sc}。另一方面，由于输入是并联负反馈，R_f 对 i_{sr} 起了分流作用，所以放大电路的输入电阻 r_{sr} 也减小了。

4. 电流并联负反馈

电流并联负反馈的方框图和接线图如图 2-78 所示。由图可见，反馈网络由 R_l、R_f 组成，R_l 上流过输出电流，R_l 两端的电

压降 v_f 正比于输出电流，所以是电流反馈；在输入端反馈电流 i_f 与输入电流 i_{sr} 又是并联关系，i_f 使输入放大电路的净输入电流减小，所以属于电流并联负反馈放大电路。

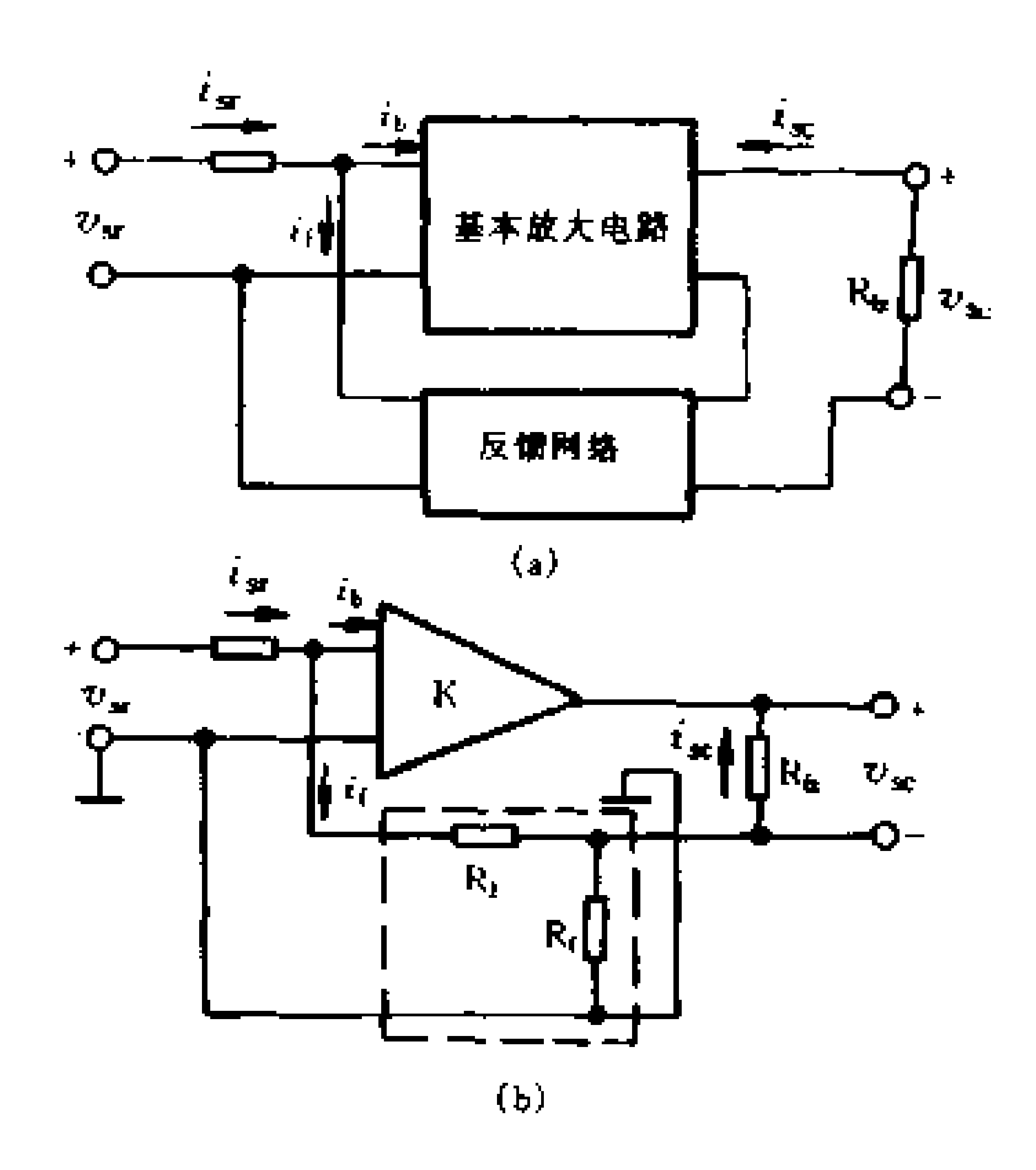


图 2-78　电流并联负反馈电路

我们以图 2-79 所示的电流并联负反馈电路为例，具体分析这种反馈电路的工作情况。由图可见，反馈信号取自 VT_2 的发射极电阻 R_{e2} 上的电压降 v_f，而 $v_f = i_{e2}R_{e2}$，因此是电流反馈；在输入端反馈电流 i_f 与输出电流 i_{sr} 又是并联关系，即

$$i_{b1} = i_{sr} - i_f$$

所以属于并联反馈。再判断一下反馈的极性，如果信号源电动势 e_s 的正方向如图所示，则 v_{c1} 与 e_s 反相，由于反馈信号取自 VT_2 的发射极，而 v_{e2} 又与 v_{c1} 同相，所以引到 VT_1 基极的反馈信号将部分抵消 e_s 对 i_{b1} 的影响，是属于负反馈。

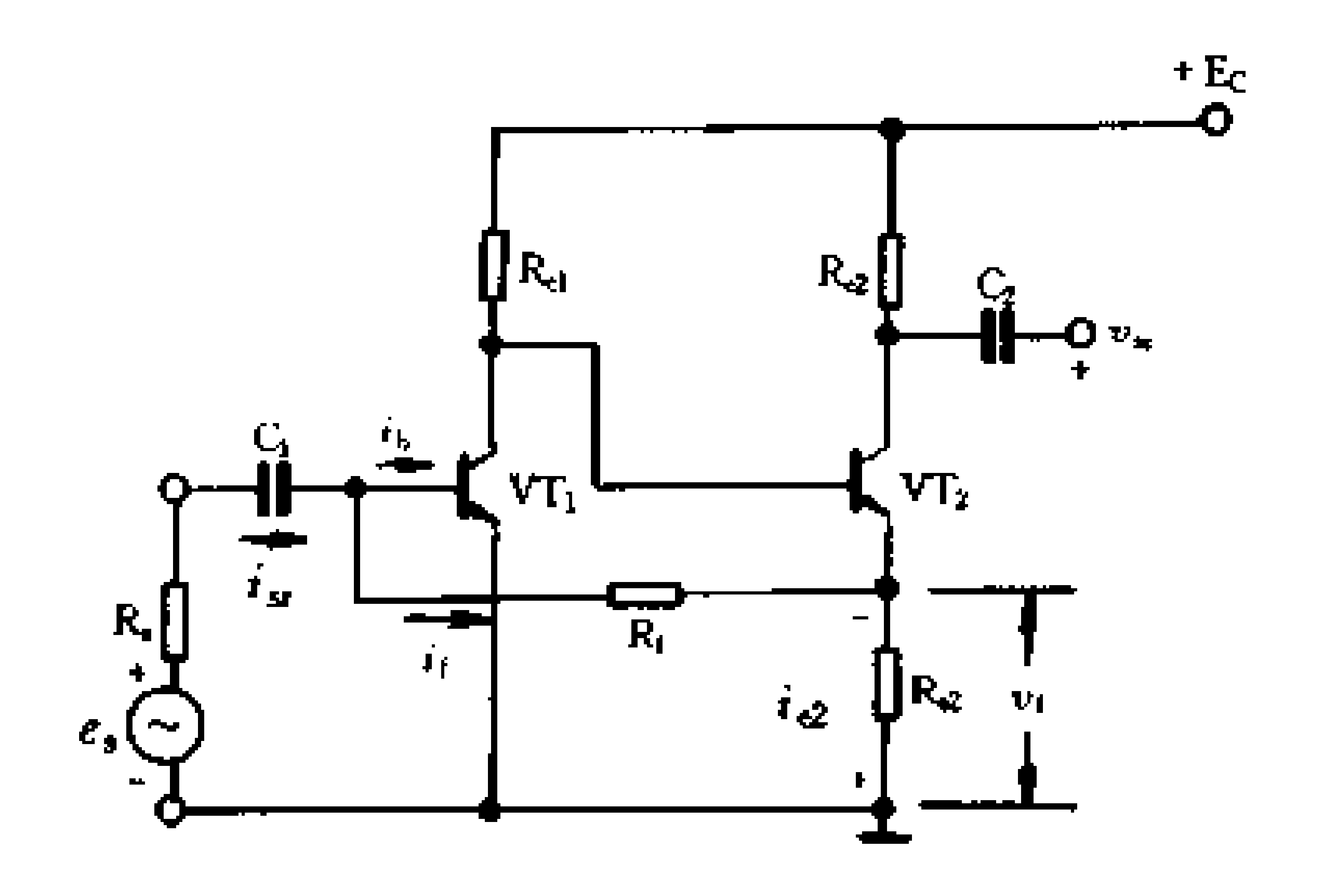


图 2－79　电流并联负反馈电路实例

电流并联负反馈放大电路反馈信号取自输出电流，所以具有稳定的电流放大倍数，提高输出电阻的作用；又因为输入是并联反馈，所以放大电路的输入电阻也减小了。

三、负反馈对放大电路性能的影响

放大电路中引入负反馈的目的，就是为了改善放大电路的性能。学习负反馈放大电路的重点，就在于掌握各种形式的负反馈对放大电路的不同影响。

1. 负反馈使放大电路放大倍数下降

(1) 开环放大倍数 K_0

没有引入负反馈的基本放大电路的放大倍数称为开环放大倍数，用 K_0 表示，即

$$K_0 = \frac{v_{sc}}{v_{be}}$$

式中，v_{be}是基本放大电路的输入电压，又叫净输入电压。

(2) 闭环放大倍数 K_f

加有负反馈的放大电路的放大倍数称为闭环放大倍数，用 K_f 表示，即

$$K_f = \frac{v_{sc}}{v_{sr}}$$

我们以串联负反馈为例进行分析。串联负反馈必须满足下列条件

$$\begin{cases} v_{be} = v_{sr} - v_f \\ v_{sr} = v_{be} + v_f \end{cases}$$

放大电路引入负反馈后，放大倍数由 K_o 下降到 K_f，那么 K_o 和 K_f 之间存在着什么关系呢？放大倍数的下降程度与什么有关呢？下面进行具体的分析。

根据负反馈条件，净输入电压为

$$v_{be} = v_{sr} - v_f$$

净输入电压 v_{be}经放大电路放大后，得输出电压

$$v_{sc} = K_o v_{be}$$

由于引入了负反馈，放大电路的实际输入电压 v_{sr}大于净输入电压 v_{be}，即

$$\begin{aligned} v_{sr} &= v_{be} + v_f \\ &= v_{be} + F v_{sc} \\ &= v_{be} + F K_o v_{be} \\ &= v_{be}(1 + K_o F) \end{aligned}$$

因此，负反馈放大电路的闭环放大倍数等于

$$K_f = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{K_o v_{be}}{v_{be}(1 + K_o F)} = \frac{K_o}{1 + K_o F}$$

上式中 $F = \frac{v_f}{v_{sc}}$叫反馈系数，$(1 + K_o F)$称为反馈深度。它告诉我

们，加入负反馈后，放大电路的电压放大倍数 K_f 减小到没有负反馈时的 $1/(1+K_oF)$。$(1+K_oF)$越大，放大倍数减小得越多。因此，$(1+K_oF)$的值，反映着负反馈的程度。

[例题] 已知放大电路的开环放大倍数 $K_o=100$，反馈系数 $F=0.1$，求闭环放大倍数 K_f。

解：反馈深度 $1+K_oF=1+100\times0.1=11$

闭环放大系数

$$K_f=\frac{K_o}{1+K_oF}=\frac{100}{11}\approx 9$$

2. 负反馈提高了放大倍数的稳定性

负反馈虽然降低了放大电路的电压放大倍数，却提高了放大倍数的稳定性。基本放大电路的电压放大倍数 K_o 会由于种种原因(例如，电源电压的波动、温度变化引起的静态工作点的变动等)而发生变化。在更换晶体管时，因为每只晶体管的参数不可能完全一致，放大倍数也会发生变化。下面具体分析负反馈对稳定放大倍数所起的作用。

如果由于某种原因，使没有负反馈的放大电路的开环放大倍数由 K_o 变到 K_o'；相应地，引入负反馈后闭环放大倍数由 K_f 变到 K'_f，则

$$\Delta K_f=K_f-K'_f=\frac{K_o}{1+K_oF}-\frac{K_o'}{1+K_o'F}$$

$$=\frac{\Delta K_o}{(1+K_oF)(1+K_o'F)}$$

为了比较有反馈和无反馈时放大电路放大倍数的相对变化，将上式两边同除以 K_f 则

$$\frac{\Delta K_f}{K_f}=\frac{\Delta K_o}{K_f(1+K_oF)(1+K_o'F)}$$

$$= \frac{\Delta K_o}{K_o(1 + K_o'F)} = \frac{\Delta K_o}{K_o} \cdot \frac{1}{1 + K_o'F}$$

上式表明，加入负反馈后，放大倍数的相对稳定性 $\Delta K_f/K_f$ 比没有负反馈时的稳定性 $\Delta K_o/K_o$ 提高了 $(1 + K'_o F)$ 倍，负反馈越深，稳定性就越好。

[例题] 某放大电路由于某种原因开环放大倍数 K_o 由 100 增加到 130，若加入负反馈，取反馈系数 $F = 0.05$，求闭环放大倍数 K_f 的相对变化量。

解：开环放大倍数的相对变化量为

$$\frac{\Delta K_o}{K_o} = \frac{130 - 100}{100} = 30\%$$

引入负反馈后，闭环放大倍数的相对变化量为

$$\frac{\Delta K_f}{K_f} = \frac{\Delta K_o}{K_o} \cdot \frac{1}{1 + K_o'F}$$

$$= 30\% \times \frac{1}{1 + (130 \times 0.05)} = 4\%$$

显然，负反馈使放大倍数的稳定性得到了大幅度提高。

3. 负反馈改善了放大电路的频率特性

放大电路的频率特性是指电压放大倍数随频率的变化而改变。如上所述，引入负反馈后，显著提高了放大倍数的稳定性，理所当然地由频率改变所引起的放大倍数的变动也会得到抑制，相应地就改善了放大电路的频率特性。

如果在放大电路中引入深度负反馈，即取 $K_o F \gg 1$，则

$$K_f = \frac{K_o}{1 + K_o F} \approx \frac{1}{F}$$

此时，负反馈放大电路的闭环放大倍数 K_f 与 K_o 几乎无关，只取决于反馈系数 F。这样，就使 K_f 基本上不受晶体管参数和电路

元件参数(如晶体管、电容器等)的影响,当信号频率发生变化时,负反馈就可以减小放大倍数的变动,展宽了放大倍数的通频带,改善了频率特性。

图 2-80 绘出了有反馈和无反馈两种情况下的频响曲线。

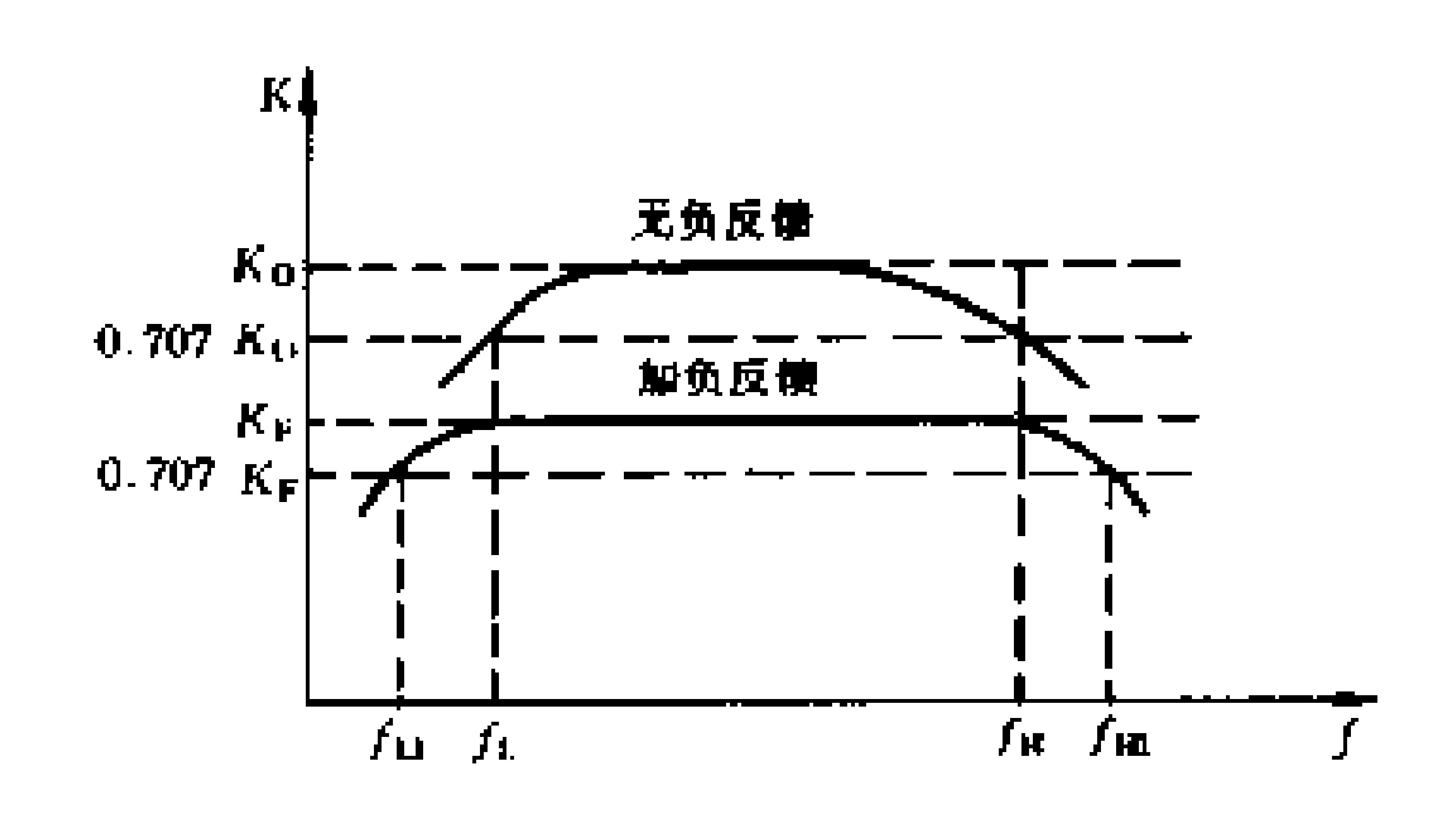


图 2-80 负反馈对频响的改善

由图可见,加入负反馈后,放大倍数虽然减小了,但它的通频带却展宽了,即高端和低端频率都延伸了。

4. 负反馈对放大电路输入电阻和输出电阻的影响

负反馈对放大电路输入电阻和输出电阻的影响,具体分析起来比较复杂,并且反馈的方式不同,影响也不一样。前面分析各种形式的负反馈时,分别阐述了它们对放大电路输入电阻和输出电阻的影响,从中不难找出规律性的东西来。一般而言,凡是并联负反馈,由于反馈信号是与原有输入信号并联的,输入电阻都会减小;凡是串联负反馈,由于反馈信号是与原有输入信号串联的,输入电阻都会增大;凡是电压负反馈,都起着稳定输出电压的作用,相当于降低了输出电阻;凡是电流负反馈,都起着稳定输出电流的作用,相当于提高了输出电阻。为便于记忆,将各种负反馈放大电路的阻抗变化列于表 2-1 中。

表 2－1　　负反馈对输入、输出电阻的影响

变化情况 反馈方式 阻抗类别	电压串联	电压并联	电流串联	电流并联
输入电阻	升高	降低	升高	降低
输出电阻	降低	降低	升高	升高

此外，引入负反馈后，输入电阻和输出电阻的变化都与反馈深度有关。

5. 负反馈对非线性失真的改善

理想的放大电路，当输入端加上一个频率一定的正弦信号电压时，输出电压应该与输入信号电压的波形完全一样，也是同频率的正弦波。这就意味着一个理想的放大电路，它的输入信号 v_{sr} 与输出信号 v_{sc} 之间应成线性关系，即

$$v_{sc} = K_0 v_{sr}$$

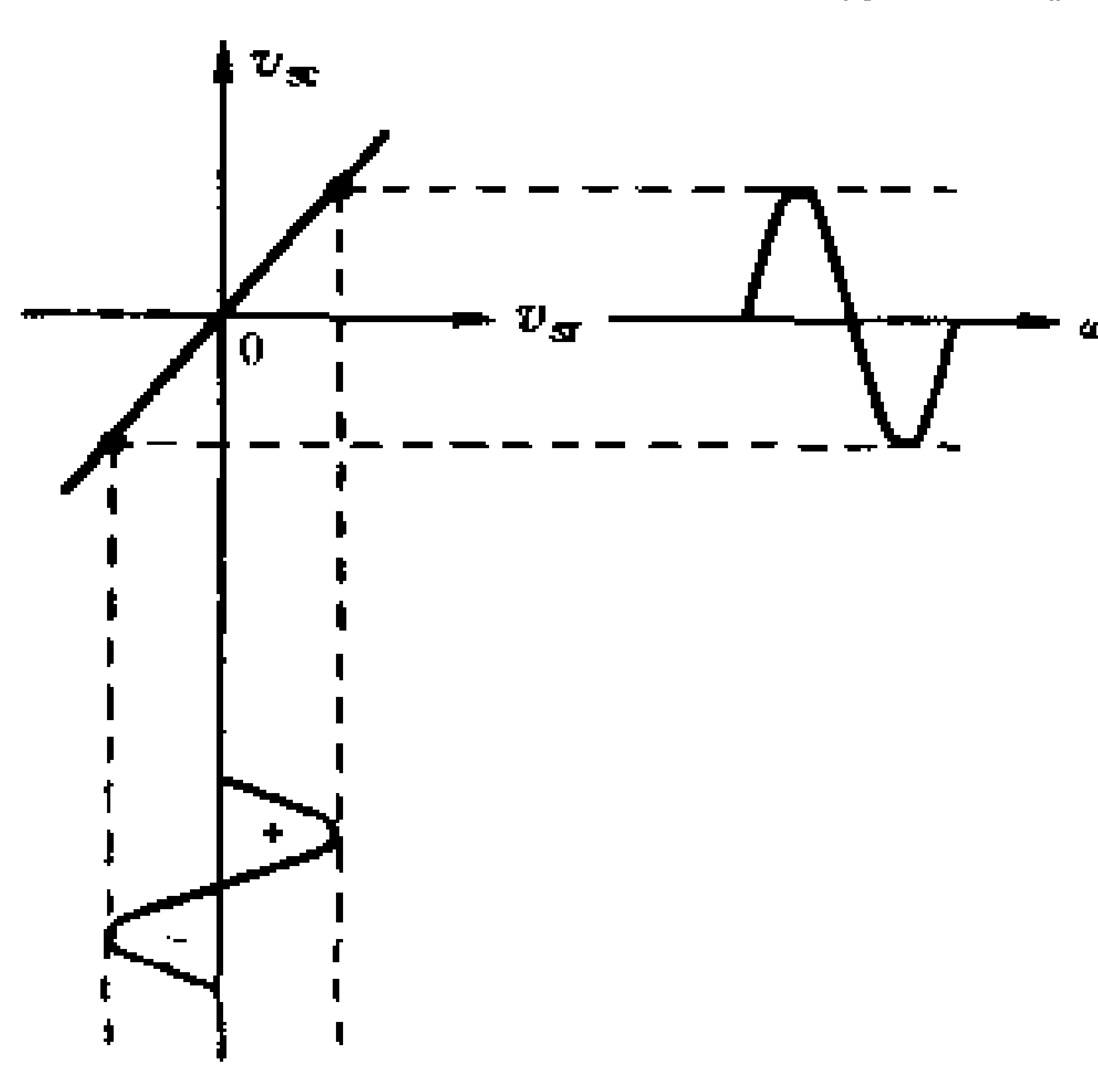


图 2－81　理想放大电路的放大特性

显然，只有当电压放大倍数是不随输入信号 v_{be} 的大小而变化的常数，v_{sc} 与 v_{be} 之间才满足线性关系，即 v_{sc} 与 v_{be} 成正比。这个关系可用图 2－81 所示的理想放大特性曲线来表示。

如果放大倍数 K_0 为常数，则放大特性为一条直线，它的斜率就是输入

电压 v_{sr}，与输出电压 v_{sc}之比。在这种情况下，输入信号为正弦波时，输出信号也是正弦波，如图 2－81 所示。

图 2－82 表示存在非线性失真的情况。图中，放大特性曲线不是线性的，所以电压放大倍数不是常数。具体地说，信号正半周，放大特性曲线斜率大，即放大倍数高；信号负半周，放大特性曲线斜率小，即放大倍数低。于是，输出波形出现了正半周大，负半周小的非线性失真。

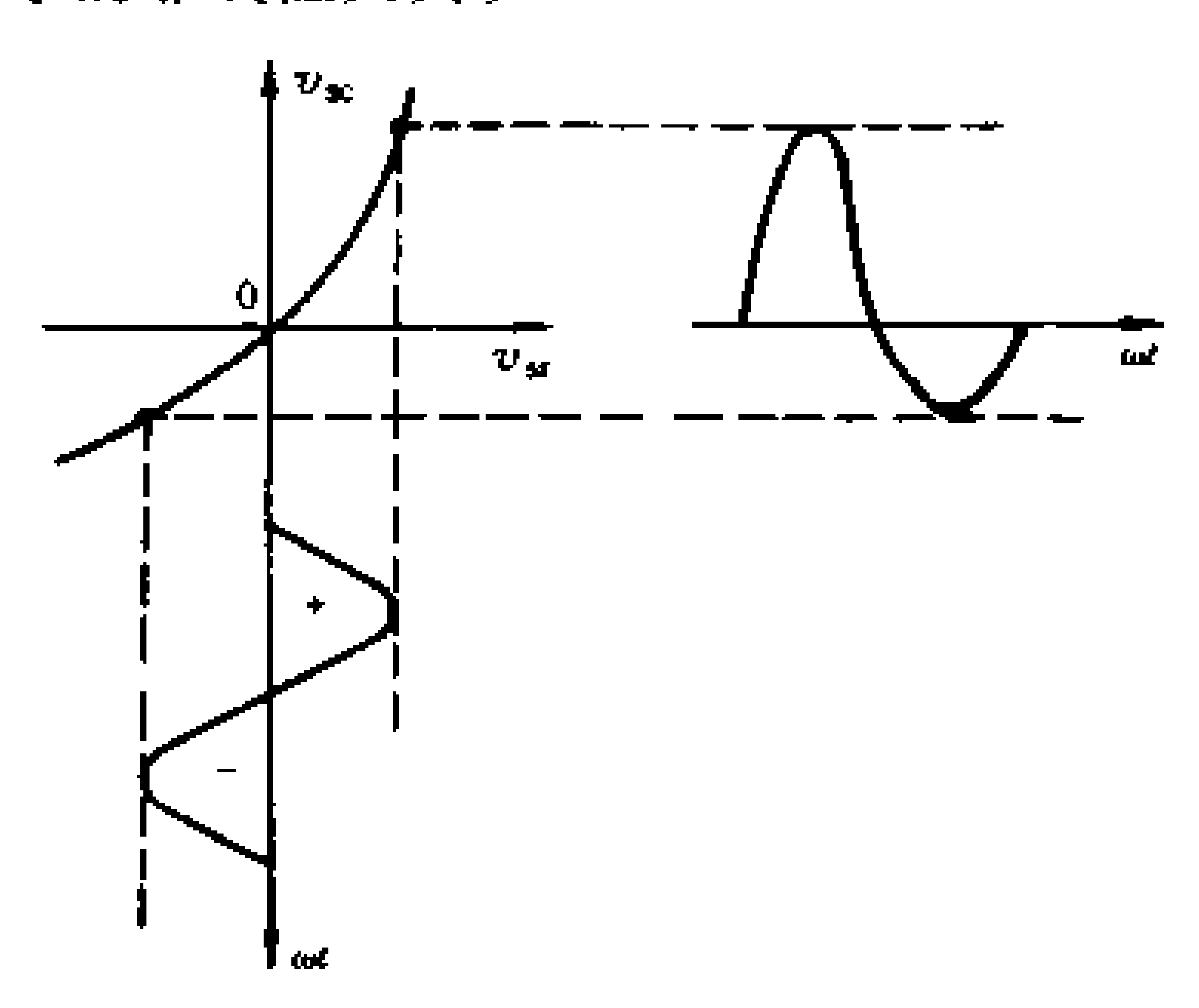


图 2－82　有非线性失真的情况

负反馈为什么能减小非线性失真呢？大家知道，放大电路输出信号波形的失真，是由于晶体管特性的非线性产生的。利用负反馈可以在一定程度上校正这种非线性失真。根据反馈条件

$$v_{sr} = v_{be} + v_f$$

当反馈足够深时，即 $v_f \gg v_{be}$，则上式可以写成

$$v_{sr} \approx v_f$$

上式的物理意义在于，当负反馈足够深时，输入信号电压波形和反馈信号电压波形近似相同。因反馈电压与输出电压有下

列关系

$$v_f \approx Fv_{sc}$$

由于反馈电路大多是由线性元件构成的，本身不会产生失真，则反馈电压波形和输出电压波形一样。由此可见，通过反馈电压 v_f 作媒介，可使输出电压波形与输入电压波形近似一样，使非线性失真得到了改善。

负反馈减小非线性失真的过程也可以用图 2－83 来解释。如果正弦输入信号电压 v_{sr} 经放大电路放大后产生了失真(上大下小)。现在将失真的波形反馈到输入端，在 F 为常数的条件下，反馈电压波形与输出电压波形一样存在着失真，由于 $v_{be} = v_{sr} - v_f$，所以净输入电压 v_{be} 的波形也是失真的，由于是负反馈，v_{be} 波形的失真刚好与放大电路产生的输出波形失真的方向相反(上小下大)。结果，v_{be} 经放大后，可以补偿放大电路的失真，使输出波形得到改善。

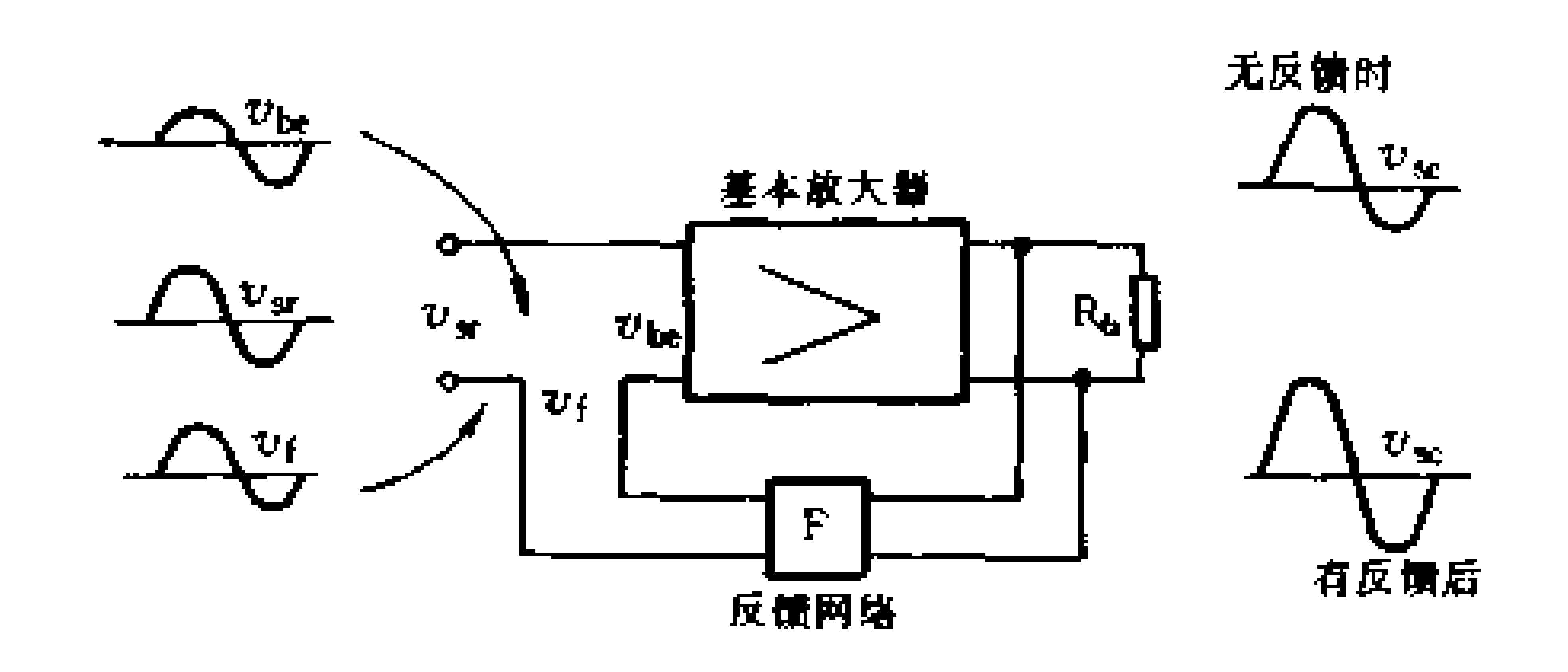


图 2－83　负反馈改善了非线性失真

6. 负反馈对放大电路内部噪声的抑制

放大电路除放大有用的信号外，在放大过程中，电路元件的热噪声和晶体管噪声，也会和有用的信号一起被放大。如果负载是扬声器或耳机，就可以听到“沙沙”声。判断一个放大电路

有没有噪声输出，可以将输入短路（$v_{sr}=0$），如果输出端仍有电压输出（图 2-84），一般都是噪声电压。



图 2-84　噪声电压的波形

为什么负反馈能够减小内部噪声呢？这跟负反馈减少非线性失真的道理是相似的，因为内部噪声可以看成是放大电路非线性失真产生的谐波成分，因而也可以利用负反馈作用进行有效的抑制。

应该指出，噪声对有用信号的干扰主要不决定于噪声的绝对值大小，而决定于放大电路输出信号与噪声的功率比值，简称为信噪比，这就是说，信噪比是评价有用信号受噪声干扰程度的重要指标，信噪比越大，噪声的有害影响越小。

实际上，放大电路引入负反馈后，对于有用输入信号和内部噪声的放大倍数同时降低了，虽然输出端的信噪比并没有减小，但负反馈毕竟把噪声给削弱了，而输出端有用信号的衰减，却可以人为地通过增大输入信号的幅度来弥补，这就达到了提高输出信噪比的效果。由此可见，所谓负反馈能够改善放大电路的输出信噪比，实质上是利用负反馈压低内部噪声，为提高信噪比创造了条件。

如果不允许或不可能提高负反馈放大电路的输入信号电压，则不能通过负反馈来提高输出信噪比。另外，对于随同输入信号一起进入放大电路的噪声也是无法通过负反馈加以抑制的。

四、多级负反馈电路分析

多级放大电路的放大倍数虽然很大，但放大倍数的不稳定性、非线性失真、频率失真和内部噪声干扰等也随之增加，需要引入负反馈来克服这些不利因素。下面通过几个实例阐述多级负反馈放大电路的分析方法。

1. 三级电压串联负反馈放大电路

图 2-85 是一个三级反馈放大电路，VT_1、VT_2 是两级直接耦合的共射放大电路，VT_3 为射极输出器。输出电压 v_{sc}通过由电阻 R_f 和 R_{e1}构成的反馈网络。反馈电压 v_f 为

$$v_f = v_{sc}\frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}}$$

由于反馈信号 v_f 与输出电压 v_{sc}成正比，所以也是电压反馈。在输入回路中，v_f与 v_{sr}是串联关系，所以是串联反馈。

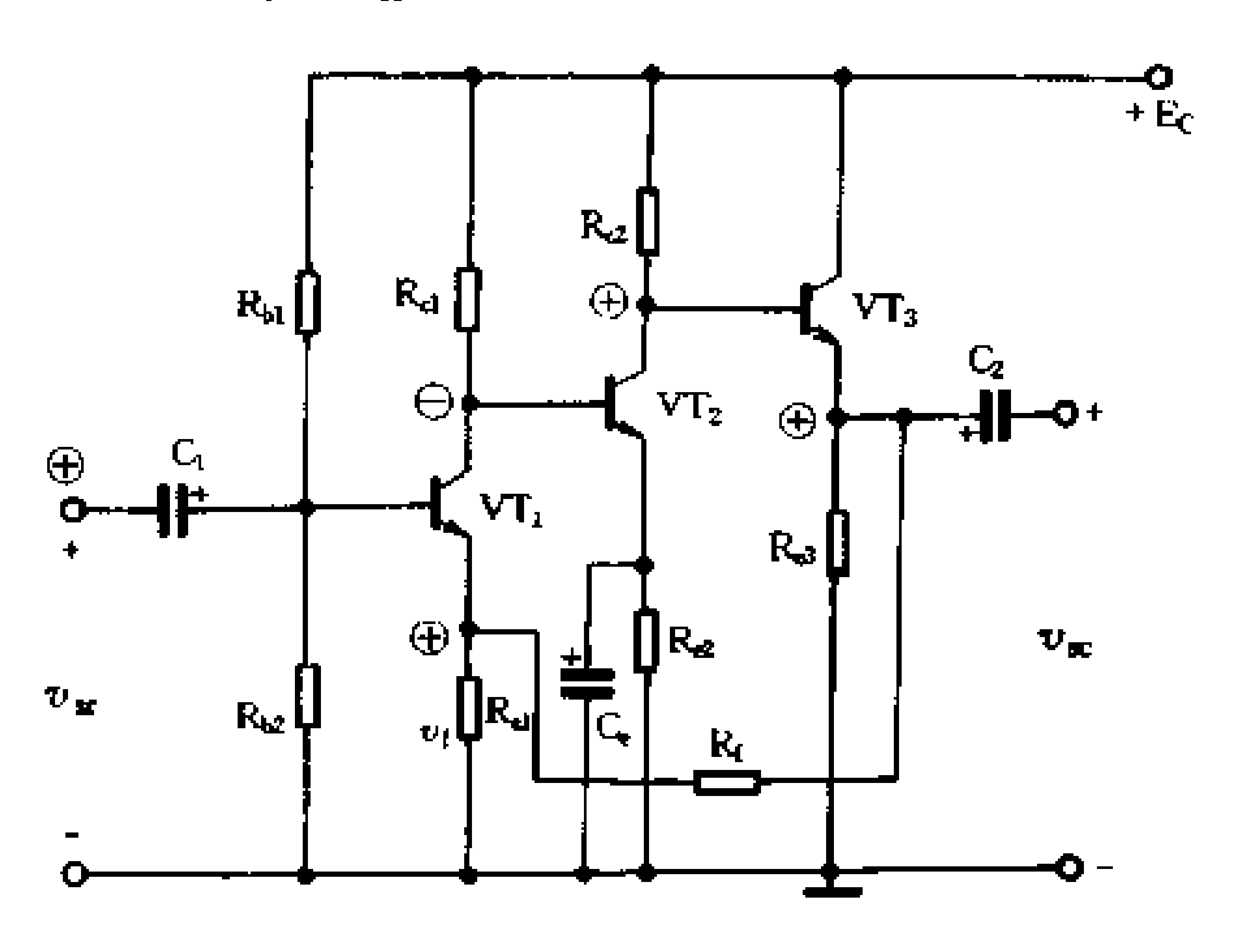


图 2-85 三级电压串联负反馈放大电路

在多级反馈电路中，关键是判断反馈极性，即判别是正反馈还是负反馈。在图 2－85 中，若输入信号电压 v_{sr}的瞬时极性是基极对地为正，并标在图上，则 VT_1 的集电极对地为负，经直接耦合，VT_2 的集电极对地为正，VT_3 是射极输出器，输出与输入同相，所以 VT_3 的发射极对地也为正，也就是输出电压 v_{sc}对地为正。v_{sc}经分压后，R_{e1} 两端的反馈电压 v_f 也为正。由此可以写出输入回路中的电压关系为

$$v_{be} = v_{sr} - v_f$$

v_f 削弱了输入信号，所以是负反馈。从输出到输入，总起来看，这是一个三级电压串联负反馈放大电路。

需要指出，VT_1 发射极电阻 R_{e1} 在第一级放大电路中又构成了单级电流串联负反馈放大电路。

2．三级电压并联负反馈放大电路

图 2－86 也是一个三级反馈电路，VT_1、VT_2 和 VT_3 均组成共

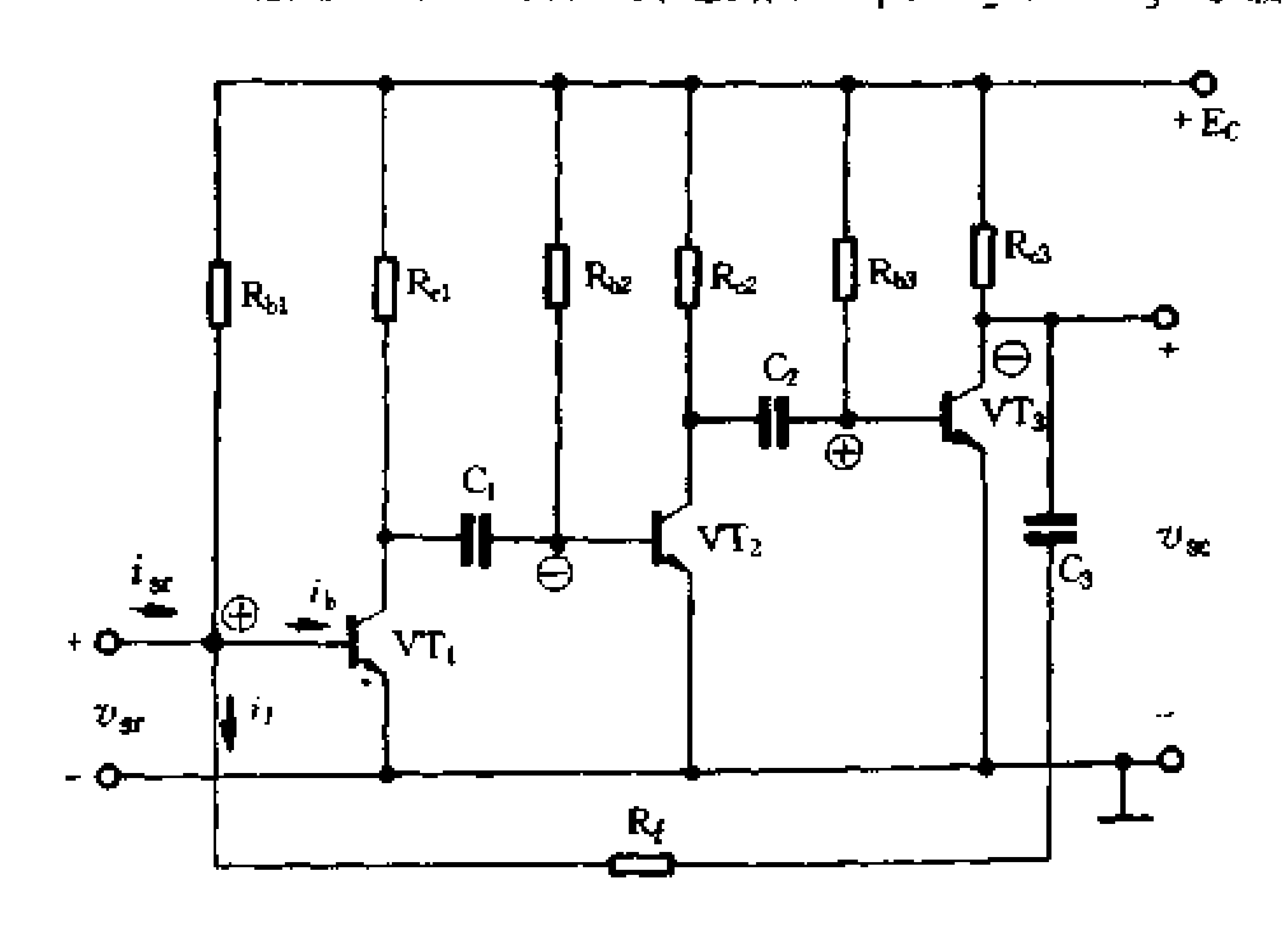


图 2－86　三级电压并联负反馈放大电路

发射极放大电路，它们之间采用阻容耦合。输出电压 v_{sc} 经反馈电阻 R_f 接在 VT_1 的基极，反馈极性仍用上述方法判断，并标在了图上。由图可见，输入端的电流存在着以下关系

$$i_b = i_{sr} - i_f$$

所以是并联负反馈。若将放大电路输出端短路（$v_{sc}=0$），则反馈不复存在，可以判定为电压反馈。总起来看，这是一个三级电压并联负反馈放大电路。

第五节 功率放大电路

在声像设备中，常常需要把声频和视频信号放大到具有足够大的功率，以推动扬声器和显像管进行工作；在控制电路中，则需要向电动机、继电器等供出功率，使其转动或动作。通常，多级放大电路的末级就是向负载输送信号功率的，这一级就是功率放大电路。

功率放大电路和前几节介绍的电压放大电路并没有本质上的不同，它们都是利用晶体管的电流放大作用，把电源的直流功率转换成与输入信号同步变化的交流功率。不同之处是电压放大电路是在小信号的情况下工作，要求它在失真度尽可能小的条件下具有足够大的电压放大倍数；而在功率放大电路中，晶体管是在大信号的情况下工作，不仅要求它有比较大的信号电压输出，而且要求有较大的信号电流输出。

功率放大电路为了向负载输送足够大的信号功率，晶体管一般都工作在极限运用状态，在特性曲线上工作点的移动范围将占据整个线性区域，甚至可以移动到非线性区的边缘。因此在分析方法上，就不能运用晶体管交流小信号等效电路，常常要借助于图解分析法。又由于功率放大电路是在大信号状态下工

作，非线性失真和效率也就成为比较突出的问题。本节重点介绍几种低频功率放大电路的特点、电路原理和分析方法。

一、功率放大电路的特点

1. 功率放大电路的分类

按照晶体管静态工作点的不同设置，功率放大电路可以分成甲类（A 类）、乙类（B 类）、甲乙类（AB 类）和丙类（C 类）等，如图 2－87 所示。图中，MN 是放大电路的负载线，若静态工作点选在线性部分的中点 Q，在有信号时，工作点移动范围不超出线性区 AB，称之为甲类放大。显然，甲类放大的输出波形几乎与输入波形相同，即输入信号为正弦波，输出信号也应为正弦波，对交流输入信号实现基本不失真的放大。假如静态工作点选择在截止区的边缘（图中 B 点），则称为乙类放大，这时若输入信号为正弦波，输出信号仅为正弦波的一半。假定静态工作点设置在 Q 与 B 之间并靠近 B 点（图中 Q′点），则称为甲乙类放大。这时，输入为正弦波，输出将比正弦波的一半多一点。至于丙类放大，是把静态工作点选在截止区内，因此，当输入为正弦波时，输出还不到正弦波的一半。图 2－88 绘出了几类放大电路的输出波形。

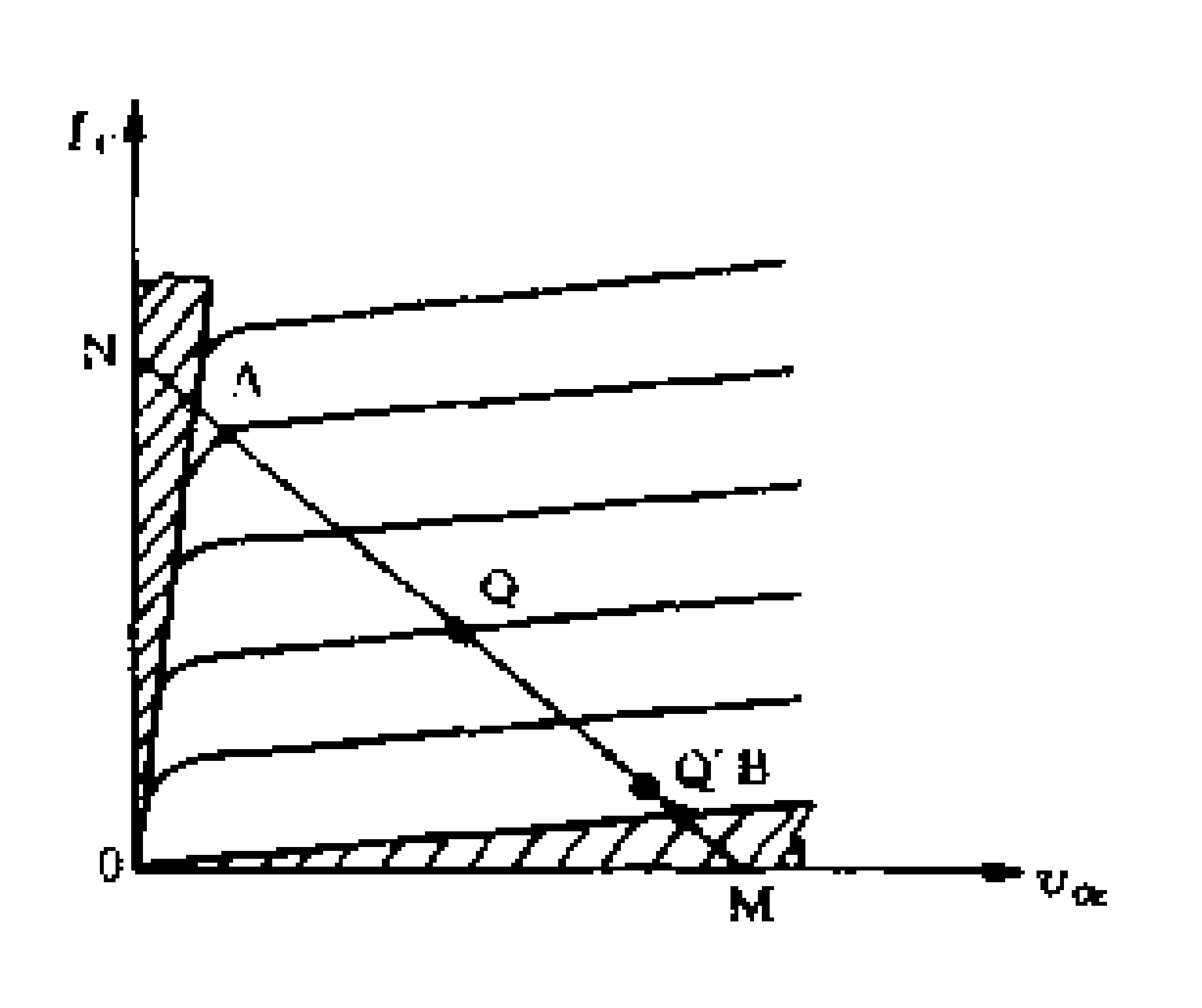


图 2－87　功放电路按静态工作点的位置分类

2. 极限工作区域

功率放大电路以输出足够的信号功率为重点，要求输出电压和输出电流都有尽可能大的振幅。为此，在设计电路时必须

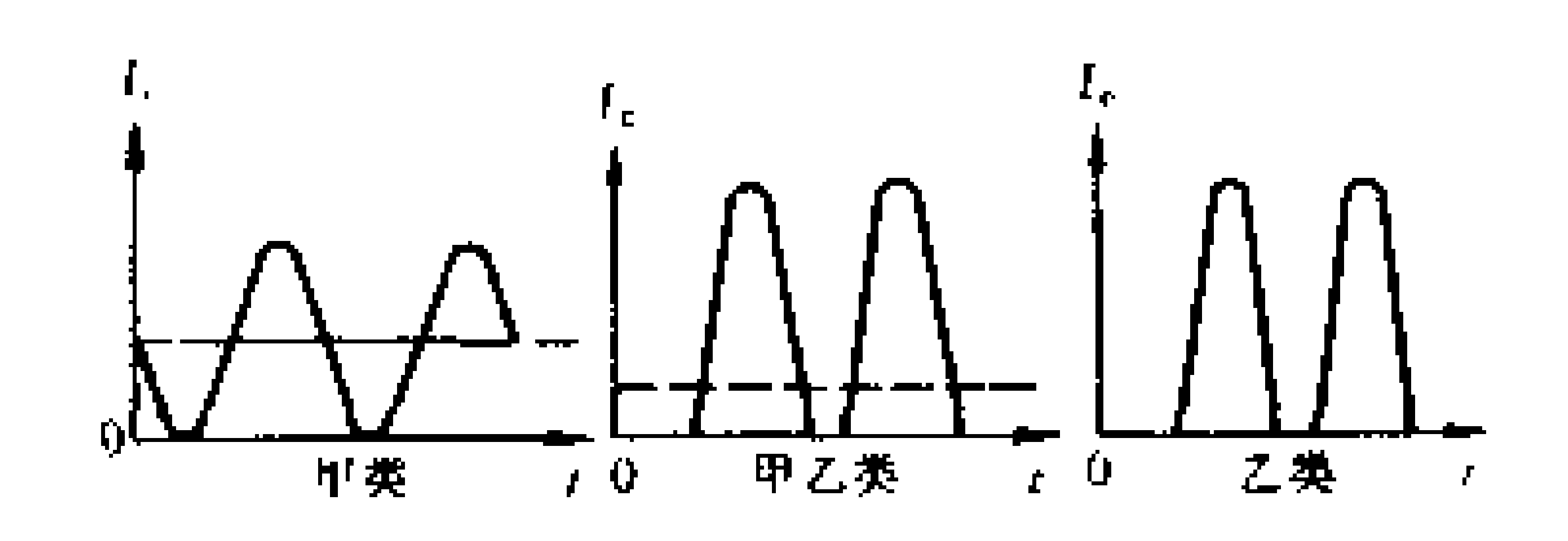


图 2-88 各类功率放大输出波形

考虑晶体管的极限参数：

(1) 集电极输出信号电流的峰值应小于晶体管的最大集电极电流 I_{CM}。

(2) 输出信号电压的双峰值应小于晶体管的击穿电压 BV_{CER}。

(3) 集电极的耗散功率应小于晶体管的集电极最大允许耗散功率 P_{CM}。

以上三个极限参数反映在晶体管输出特性曲线上，如图 2-89 所示。图中 $V_{ce}I_C=P_{CM}$在座标上是一条双曲线，叫最大集电极功率损耗线。功率放大电路的晶体管在工作时不允许越过这条功率损耗线，否则管子有可能因过热而损坏。

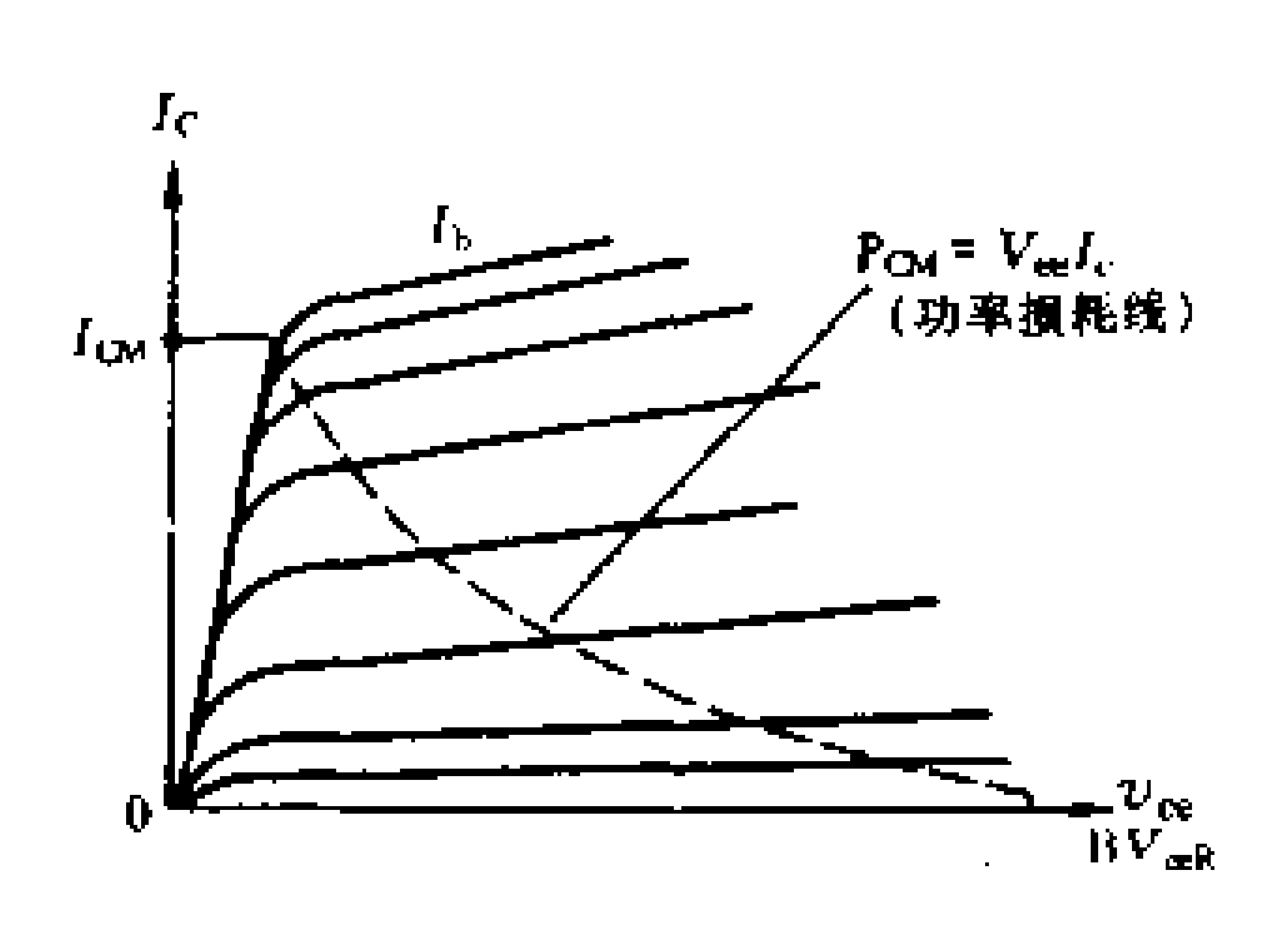


图 2-89 晶体管的极限工作区域

3. 功率放大电路的效率

功率放大电路的任务，是把较小的输入信号功率加以放大，传送给负载。但是，输出功率绝不是晶体管给出的，功率放大电路利用晶体管的电流控制作用，把电源供给晶体管的直流功率

转换成交流输出功率。具体地说，输入信号加到晶体管的基极，利用晶体管的电流控制作用，把很小的基极电流的变化，转换成较大的集电极电流的变化，而集电极电流是由电源供给的，晶体管只是起了一个转换作用。

电源供给集电极电路的直流功率并没有全部转化成交流输出功率，这是因为晶体管自身在工作时不可避免地会消耗一定的功率，电路元件在工作时也要消耗一定的功率，因此需要考虑功率放大电路的效率问题。

功率放大电路的效率为

$$\eta = \frac{P_{SC}}{P_E} \times 100\%$$

式中，η 表示效率，P_{SC}是负载上交流输出功率，P_E 是电源供给的平均功率。

4. 非线性失真

功率放大电路在工作时，信号电压和信号电流的摆动范围几乎占据整个线性区域。由于晶体管特性的非线性，失真问题就变得比较突出。通常，声频功率放大电路所给出的输出功率是指失真在允许范围内的最大输出功率。

5. 晶体管的散热问题

在功率放大电路中，电源供给的功率有相当大的一部分消耗在晶体管的集电极上，使管子的结温和管壳温度升高。为了充分利用管子的集电极最大耗散功率 P_{CM}这一定额，晶体管的散热是一个重要问题。功率晶体管必须按要求加装散热片或散热器。

二、变压器耦合甲类单管功率放大电路

图 2－90 所示是典型的甲类单管功率放大电路。它的特点

是晶体管集电极负载电阻 R_C 用输出变压器 T_2 取代，并通过变压器耦合把输出功率传送给负载 R_{fz}。它的输入端不再采用阻容耦合，也是通过输入变压器 T_1 接收前级传送过来的信号。

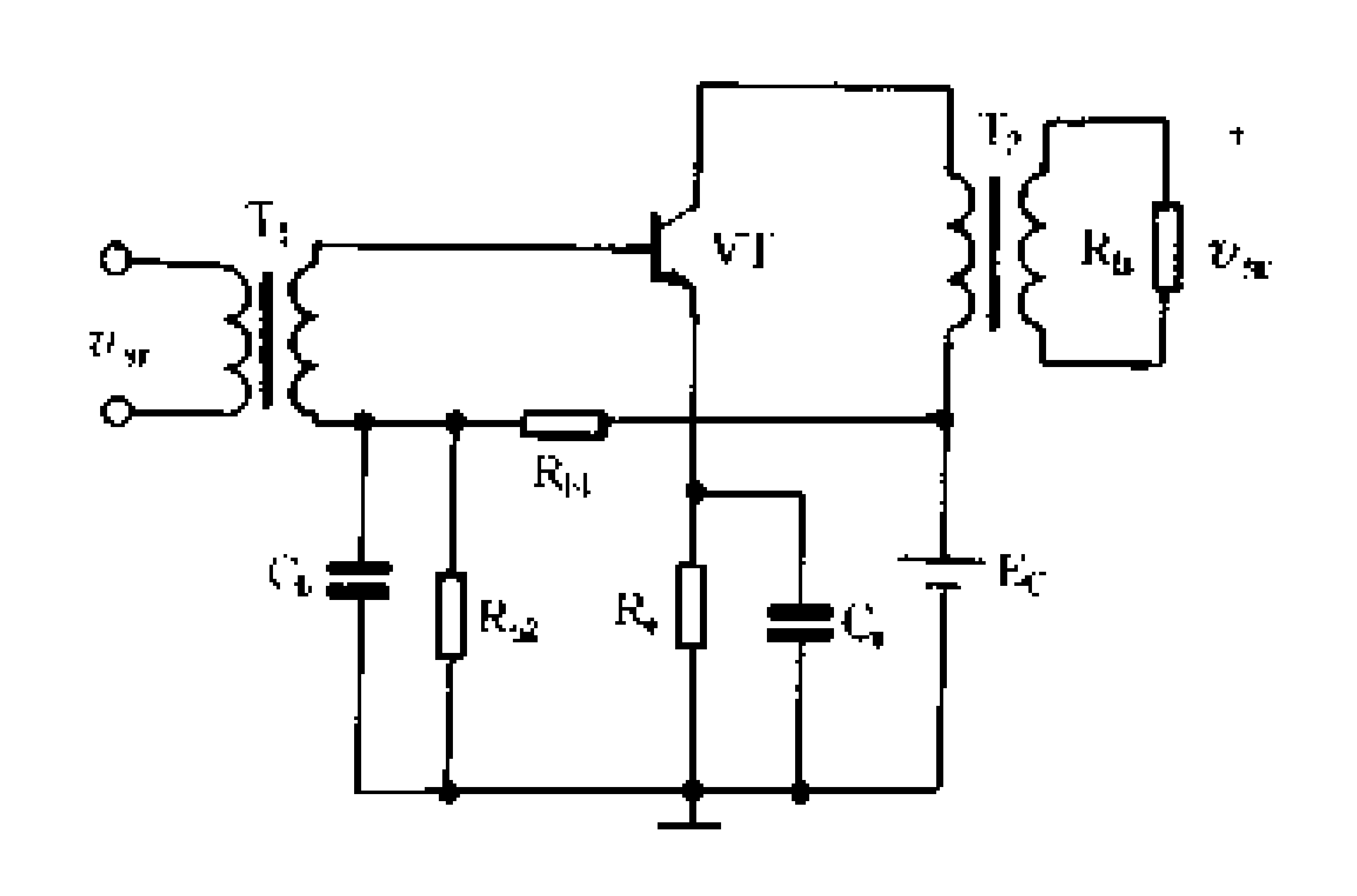


图 2-90 甲类单管功率放大电路

为什么功率放大电路采用变压器耦合呢？这是由于功率放大电路所带负载的阻抗一般不大(例如，动圈扬声器的音圈阻抗仅为 4Ω、8Ω 或 16Ω)，如果直接把低阻抗的负载接在功率放大电路的输出端，就不能从放大电路获得足够的信号功率。为了能使负载得到最大信号功率，并满足输出信号电压和电流的摆动范围，必须使晶体管的等效负载电阻 R'_{fz} 为一最佳值，称为阻抗匹配。由于变压器能够变换阻抗，即

$$R'_{fz} = n^2 R_{fz}$$

将负载 R_{fz} 通过输出变压器接在晶体管输出端，就能把 R_{fz} 变换为晶体管的最佳负载阻抗 R'_{fz}，实现阻抗匹配，保证负载从功率放大电路获取最大输出功率。

变压器耦合还能提高电源电压的利用率。因为变压器的直流电阻很小，在静态时电源电压几乎全部降落在晶体管的 c、e 之间，使放大电路具有较大的动态范围。

输入变压器 T_1 的作用是使前级放大电路的输出电阻与功率放大电路的输入电阻之间满足阻抗匹配的要求。R_{b1}、R_{b2} 是分压式偏置电阻，使静态工作点座落在线性区的中点。R_e 是稳

定静态工作点用的射极电阻，C_b、C_e 均为旁路电容器。

变压器耦合甲类功率放大电路工作在大信号状态，所以静态工作点选得较高，静态工作电流较大，在无信号输入时，电源供给的功率全部消耗在管子里，这就注定了它的效率很低（一般 $\eta<35\%$），所以应用不多。

三、变压器耦合乙类推挽功率放大电路

甲类功率放大电路的最大弱点就是效率不高，不管输出功率是多大，电源始终不断地向电路输送着固定的功率。在没有信号输入时，这些功率全部消耗在晶体管中，转化成热量。怎样才能把有害的管耗转变为有用的输出功率呢？显然，将静态工作点向下移动，使静态工作电流 I_{CQ} 减小，静态管耗就会随之下降。若将静态工作点移到截止区的边缘，使 $I_{CQ}\approx0$，则静态管耗也近似等于零，放大电路进入乙类工作状态。乙类放大的特点是管子只在半个周期内导通，为了完整地不失真地放大交流信号，可以采用乙类推挽功率放大电路。

所谓乙类推挽放大，就是利用两只特性相同的晶体管同时工作在乙类放大状态，一个管子在信号的正半周工作，另一个管子在信号的负半周工作，经过变压器耦合把两管交替输出的信号正、负半周合成在一起，成为一个完整的正弦信号。

图 2－91 所示是实现乙类推挽放大的原理电路。在静态时，两只晶体管的 b、e 两端均被输入变压器 T_1 的次级线圈所短接，$V_{beQ}=0$，所以 $I_{bQ}=0$，它们均处于截止状态，$I_{CQ}=0$，因此基本上不消耗功率。

当正弦交流信号送入输入变压器 T_1 的初级线圈时，具有中心抽头的次级线圈将感应出两个极性相反，大小相等的正弦信号电压 v_{sr1} 和 v_{sr2}，分别加在 VT_1 和 VT_2 的输入端 b、e 之间。信

号正半周时，T_1 次级电压上端为正、下端为负，VT_1 的发射结处于正向偏置，产生基极电流 i_{b1}，经放大在 VT_1 集电极产生集电极电流 i_{c1}，i_{c1}流过输出变压器 T_2 的初级线圈上半部分；此时，VT_2 的发射结处于反向偏置，无输出电流。信号负半周时，VT_1 截止，VT_2 导通，i_{c2}流过输出变

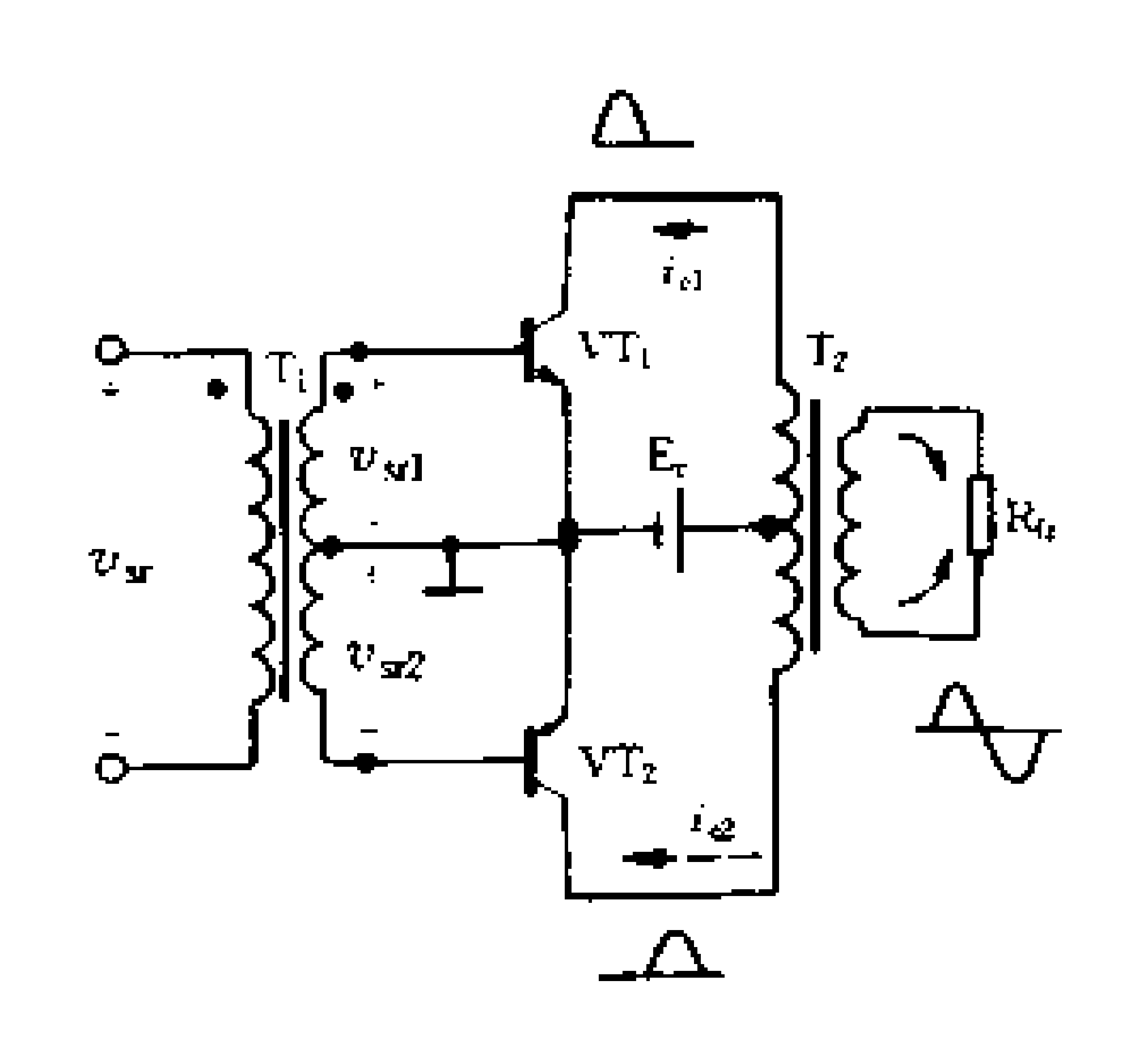


图 2-91　乙类推挽功率放大电路原理图

压器 T_2 的初级线圈下半部分。两个管子交替工作，i_{c1}、i_{c2}交替出现，它们在 T_2 初级和次级所产生的电压正好组成了一个完整的正弦信号。

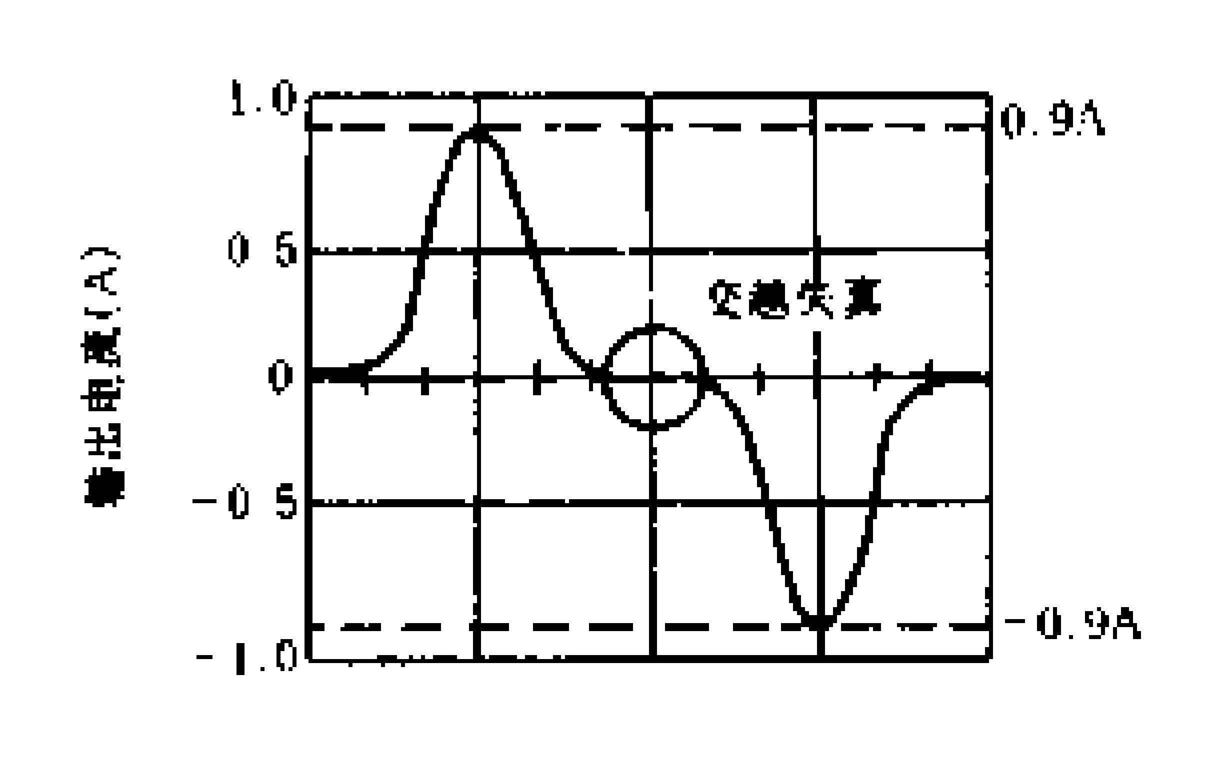


图 2-92　交越失真

图 2-91 所示的原理电路不能保证输入正弦信号获得不失真的放大。由于两只晶体管都未设置静态工作电流，根据晶体管的输入特性，管子的 i_b 必须在 v_{be}大于一定数值后才会出现，所以在输入信号电压很低的期间，i_{c1}和 i_{c2}均基本上为零，负载上所得到的电压或电流将出现一段“死区”，这种现象称为交越失真，如图 2-92 所示。为了消除交越失真，静态工作点不应设置在 $I_{CQ}=0$ 处，而应向上稍许移动一点，使电路由乙类放大转化成甲乙类放大。这个静态起始电流可以利用图 2-93 中的 R_{b1}、R_{b2}提供。图 2-93 的甲乙类推挽

功率放大电路的效率可提高到60%左右。

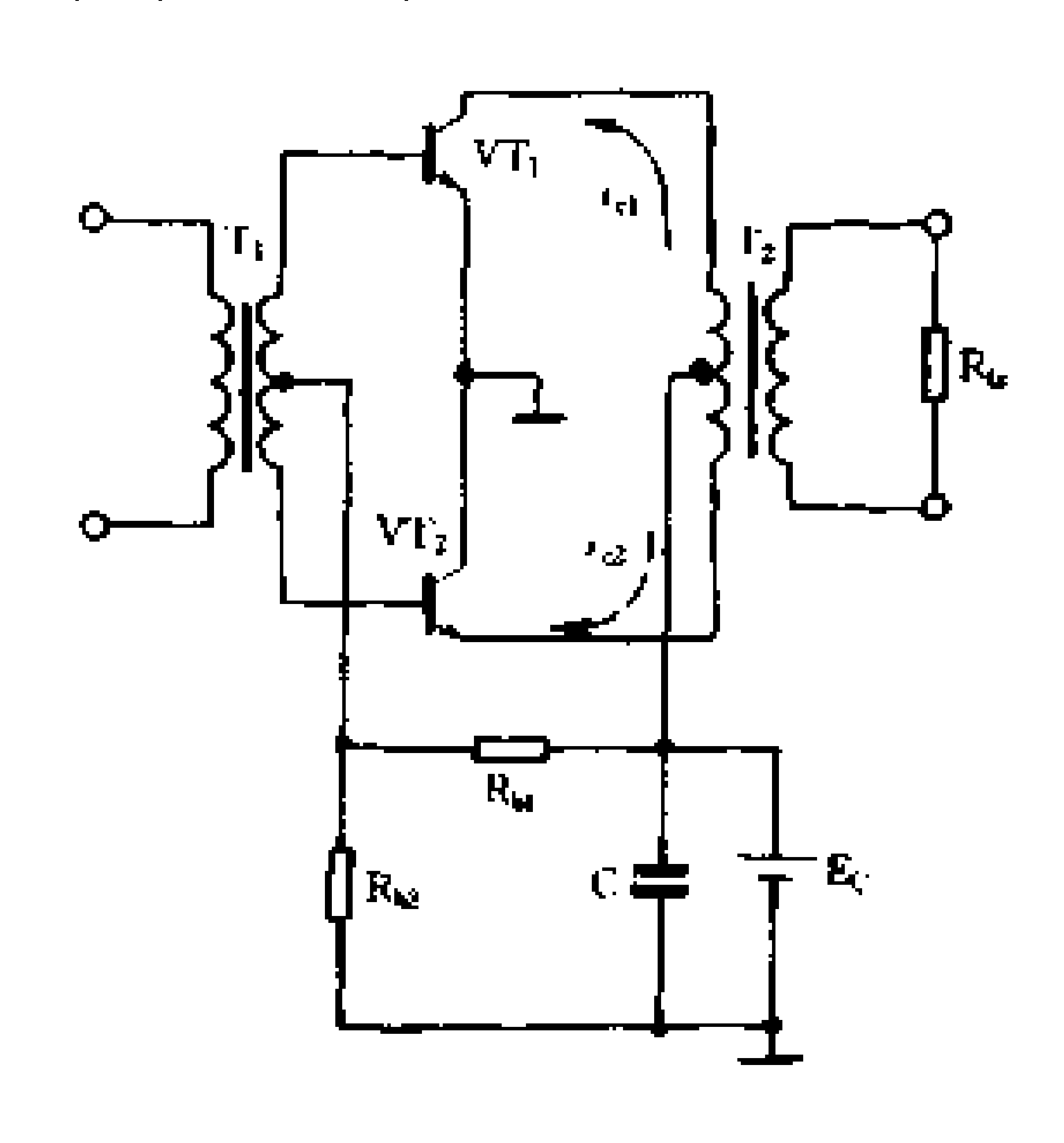


图2-93　甲乙类推挽功率放大电路

变压器耦合甲乙类推挽功率放大电路，由于输入、输出变压器体积大，频带窄，自身有功率损耗，并会带来附加的失真，所以近年来大多被无变压器功率放大电路所取代。为此，本节重点介绍无变压器功率放大电路。

四、互补对称推挽功率放大电路

互补对称推挽功率放大电路巧妙地利用NPN和PNP两种不同导电类型的晶体管组成推挽输出级，既不用输出变压器，也不用输入变压器，只需用一个输入信号就能使两个推挽管交替工作，所以也叫单端推挽电路。由于不用变压器，也就不存在由变压器所带来的损耗、附加失真和相移，所以失真小、通频带宽、效率高，并有条件引入深度负反馈以改善电路性能，特别是能适应电路小型化、集成化的要求。

1. 单电源供电的互补对称功率放大电路(OTL电路)

我们先用图2-94说明互补对称电路的工作原理。图中

NPN 管 VT_1 与 PNP 管 VT_2 组成推挽电路，它们的基极连在一起作为交流信号输入端，发射极连在一起作为信号输出端与负载连接。E_C 与 E'_C 分别作为两管的偏置电源及放大电路的能源。由于 VT_1、VT_2 都没有静态偏置，所以它们都工作在乙类放大状态。如果在电路的输入端加上正弦信号电压 v_{sr}，由于两管导电极性相反，在 v_{sr} 正半周时，VT_1 导通，VT_2 截止，VT_1 把信号正半周放大，发射极信号电流流过负载 R_{fz}，输出正半周信号电压。在 v_{sr} 负半周时，VT_2 导通，VT_1 截止，VT_2 把信号负半周放大，发射极信号电流流过负载 R_{fz}，输出负半周信号电压。这样，在输入正弦信号电压 v_{sr} 作用下，VT_1、VT_2 轮流工作，正、负两个半波电流交替流过负载，负载上获得完整的正弦信号电流和电压。由此可知，利用一个 NPN 管和一个 PNP 管彼此互为补偿，上、下两管的电路又是完全对称的，所以称它为"互补对称电路"。又由于两管组成射极输出器，输出电阻很小，不需输出变压器变换阻抗，即可实现阻抗匹配。

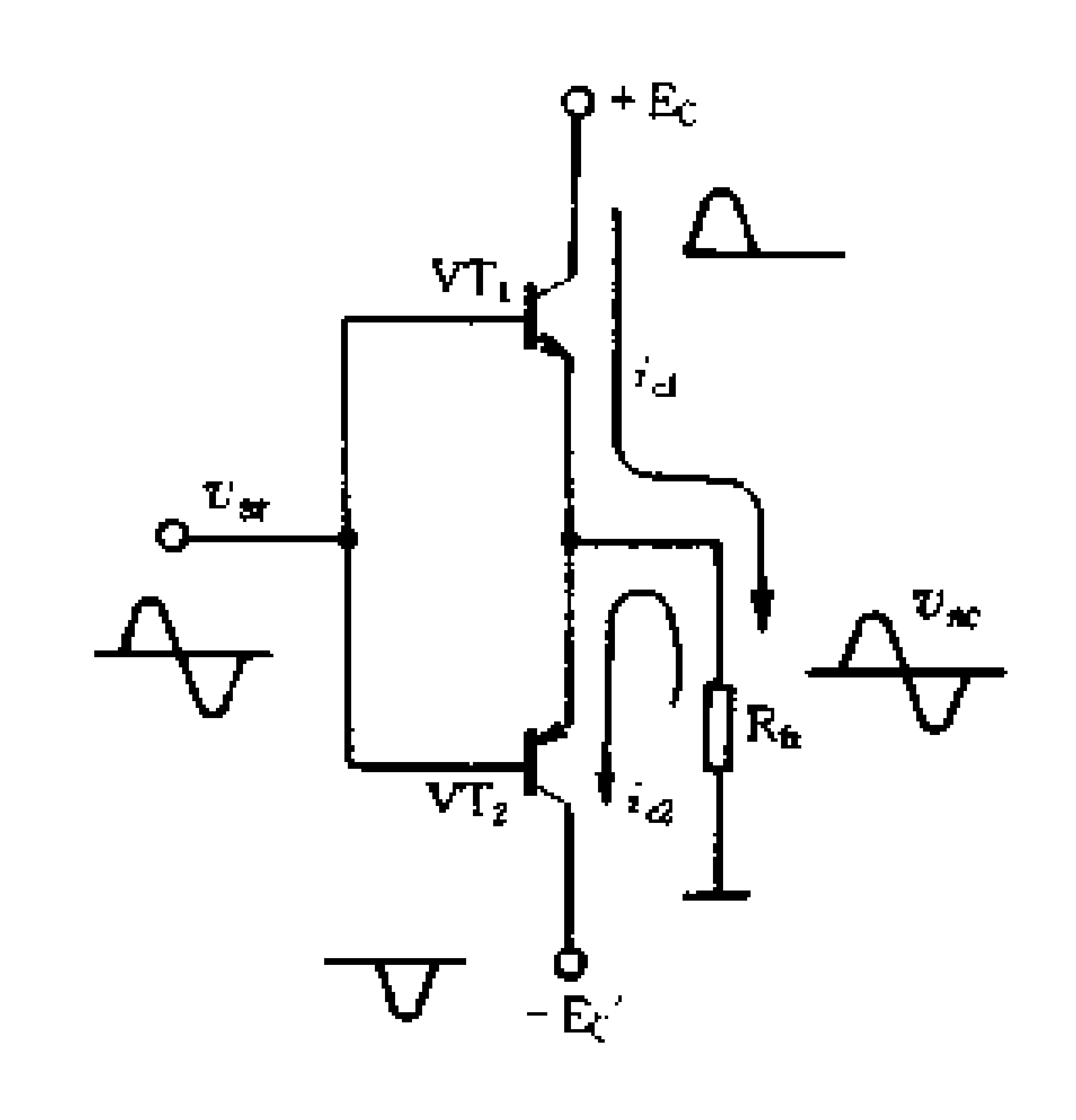


图 2－94　互补对称电路工作原理

图 2－94 的原理电路在实用中还存在一些问题：两管都工作于射极输出器状态，功率放大倍数不够高；没有设置静态偏置，输出波形会产生交越失真；使用两组电源供电有时不够方便。

图 2－95 所示是采用一组电源供电的互补对称电路的原理

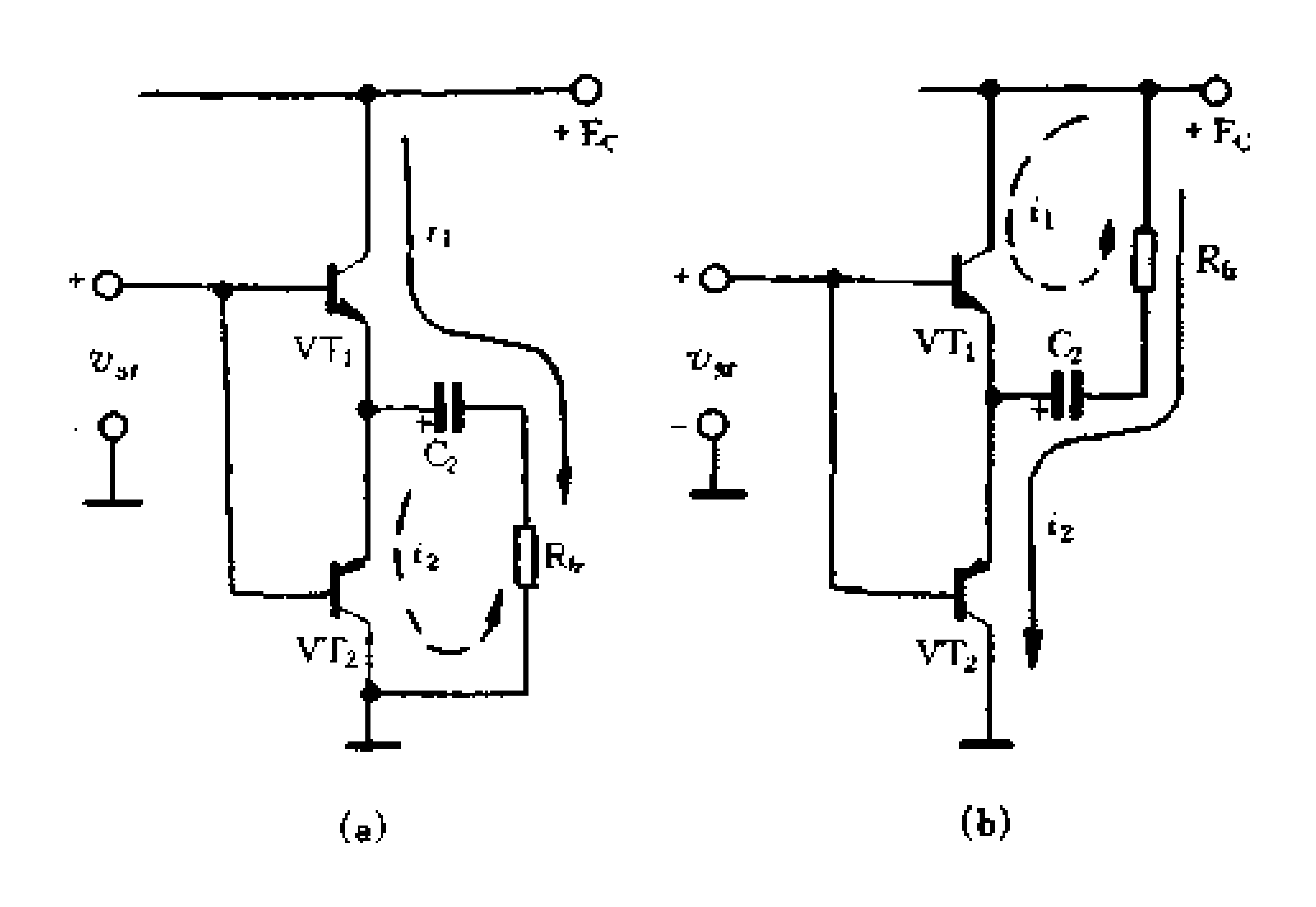


图 2－95　单电源供电的互补对称电路

图。这里用一只大容量的电解电容器 C_2 把负载 R_{fz} 耦合到互补管 VT_1、VT_2 的公共输出端。在输入信号正半周时，VT_1 导通、VT_2 截止，电流 i_1 由电源 $+E_c$ 经 VT_1 流向负载 R_{fz}，同时给电容器 C_2 充电，如图中实线箭头所示；在输入信号负半周时，VT_1 截止，VT_2 导通，VT_1 截止后切断了电源向 VT_2 供电的回路，但由于 C_2 已充好电，其电压为 E_c，正好起到电源的作用，由它提供的 i_2 通过 VT_2 流向 R_{fz}，如图中虚线箭头所示。接入 C_2 后还起到了隔直流作用，使放大电路中的直流成分不致流入负载。

图 2－96 绘出了互补对称电路的激励级。激励级 VT_1 工作在甲类放大状态，R_1、R_2 和 R_4 构成分压式电流负反馈偏置稳定电路，R_3 是它的集电极负载电阻。理论分析和实践表明，图 2－96 的电路还存在着一些问题。大家知道，功率放大电路中的晶体管都工作在极限运用状态，即在激励级的推动下，VT_2 和 VT_3 的工作点移动范围接近饱和区和截止区，以获得最大的输出动态范围。对于图 2－96 所示的电路，当 VT_3 接近截止时，要求

VT_2 接近饱和，相应地 K 点电位 $V_k = E_c - V_{ces} \approx E_c$。当 VT_2 接近截止时，VT_3 应接近饱和，即 $V_k = V_{ces}$。因此，负载两端信号电压的峰值应为 $V_{scm} \approx V_k/2 = E_c/2$。上面分析的是理想情况，实际上图 2－96 的电路不能做到 $V_k = E_c$，而是 $V_k < E_c$。为什么呢？因为 VT_2 是一个射极输出器，即 $V_k \approx V_D$（射极跟随作用）。当 VT_2 接近饱和时，它的发射极电流增大，相应要求基极输入电流也增加。如图所示，这个基极电流是在激励级 VT_1 控制下，由电源通过 R_3 供给的，它流过 R_3 时产生电压降，使 D 点电位降低，K 点电位也随之下降（射极跟随作用），因此，V_K 就不可能达到 E_c 值，输出电压的峰值也就达不到 $E_c/2$，这就使输出电压的动态范围受到限制，负载上也就不能得到理想的输出功率。

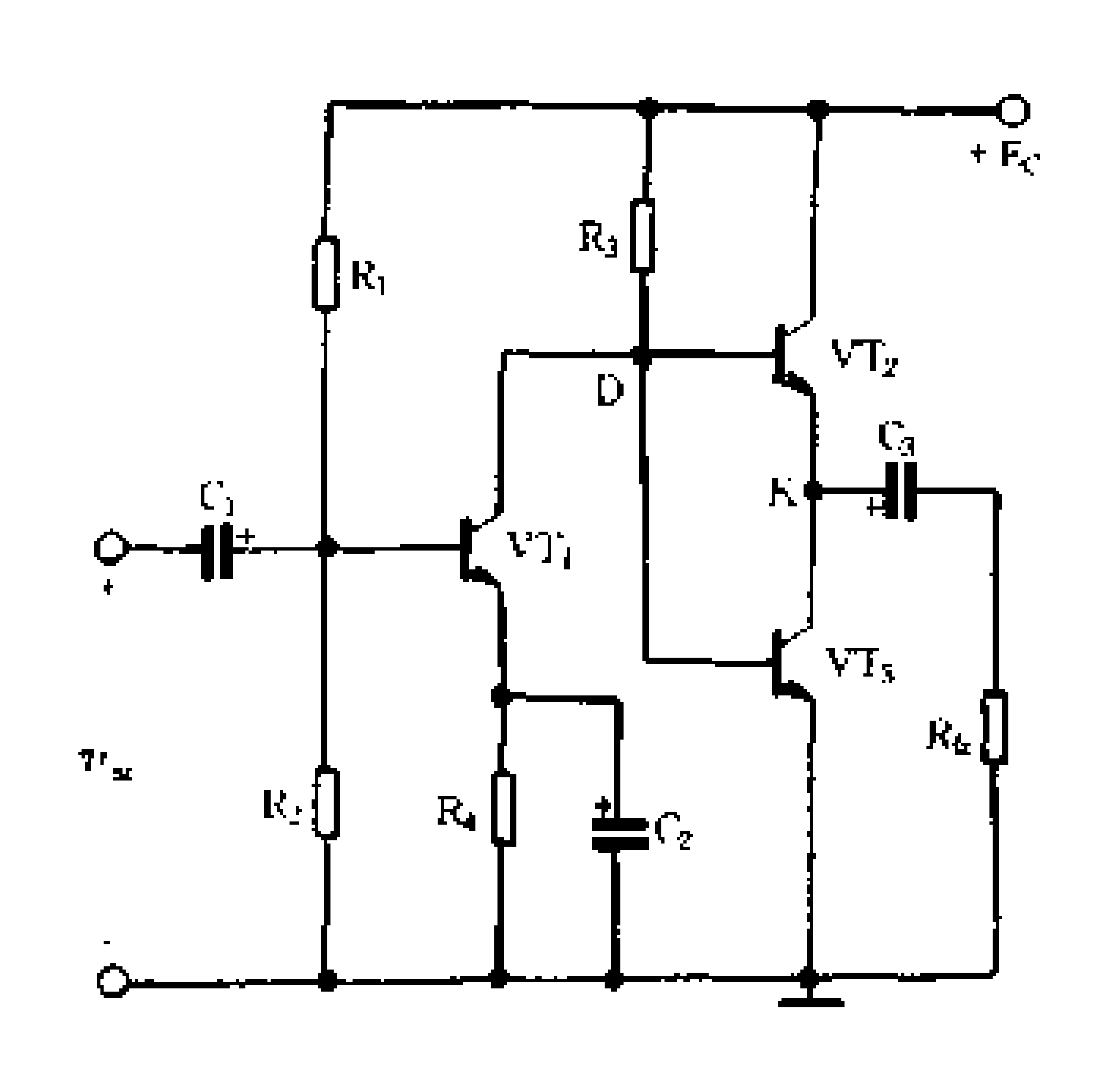


图 2－96　互补对称电路的激励

图 2－97 是经过改进的单电源互补对称功率放大电路的典型电路。它与图 2－96 的电路相比，有以下几点改进：第一，推挽管 VT_1、VT_2 由乙类放大改变为甲乙类放大，以消除交越失真；第二，在输出端与输入回路之间引入了深度负反馈，稳定了静态工作点，并改善了放大电路的性能；第三，输出级由共集电极组态转变为共发射极组态，提高了电路的增益，同时，利用电容器 C_1 的自举作用，在负载上能够获得最大输出功率。

在图 2－97 中，激励级 VT_1 工作在甲类状态，它的上偏流电

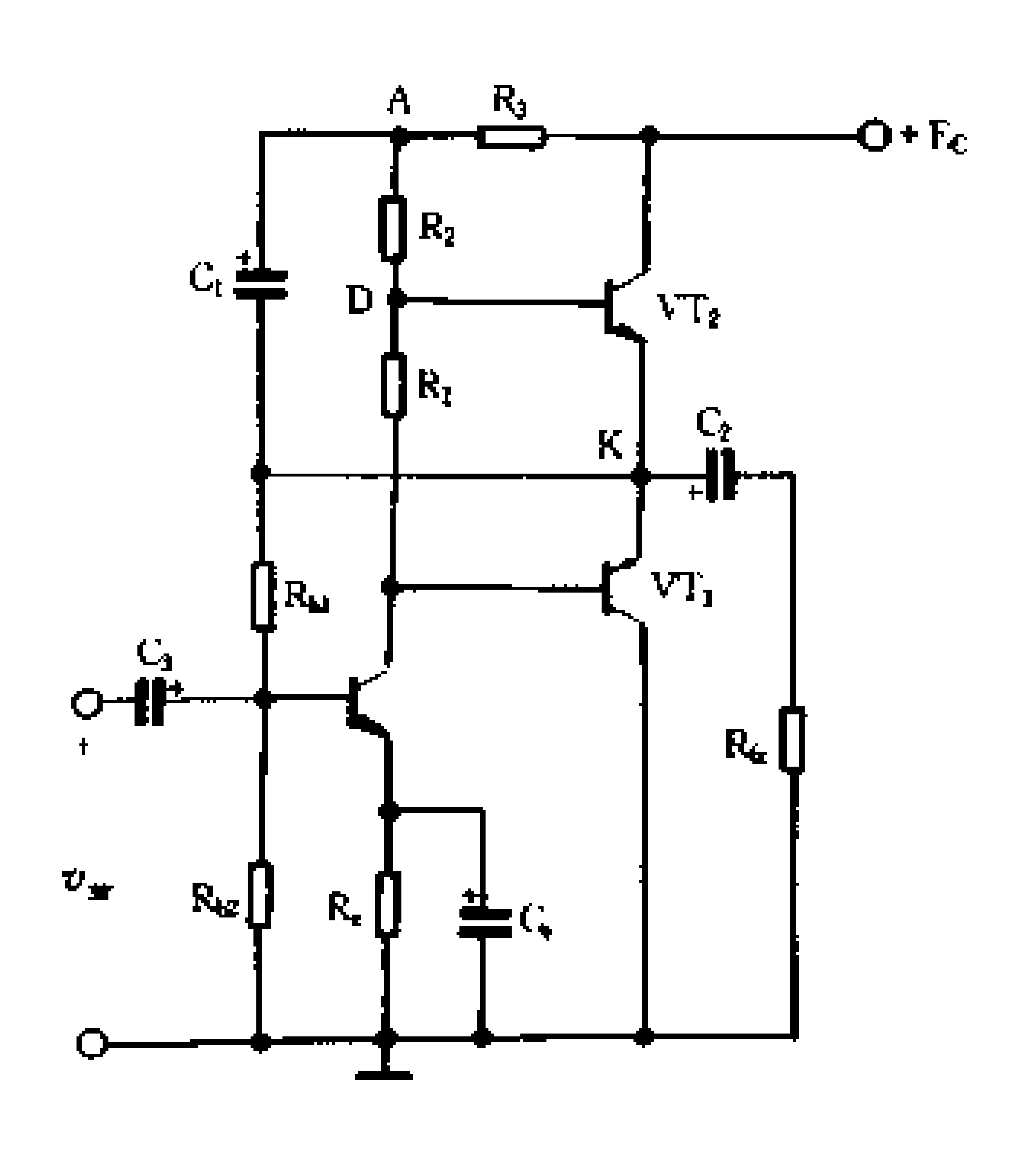


图 2-97 典型单电源互补对称功放电路

阻为 R_{b1}，而集电极负载电阻为 R_1、R_2 和 R_3，通常总是设计成使 $R_2 \gg R_1$，$R_2 \gg R_3$，即 R_2 是 VT_1 集电极电阻的主要组成部分，而 R_1 上的压降则用来为 VT_2 和 VT_3 的发射结提供一定的起始偏置电压，调节 R_1 使 VT_2、VT_3 在静态时有一个较小的集电极电流，使它们工作于甲乙类放大状态，以消除交越失真。电路中 R_{b1} 不是直接接在电源 E_c 的正端，而是接在 VT_2、VT_3 的公共射极 K 点，从而对 VT_1 形成了电压并联负反馈，它既含有直流负反馈，也含有交流负反馈。交流负反馈可以改善放大电路的非线性失真并提高放大倍数的稳定性，而直流负反馈则可以稳定整个放大电路的静态工作点，特别是稳定公共射极电位 V_K。为了获得最大不失真功率，通常总是调节 R_{b1}，使 K 点的静态电位 $V_k = 1/2E_c$，因而 K 点的静态电位常称为"中点电位"。假设由于温度变化等原因使中点电位 V_K 有所上升，则经 R_{b1}、R_{b2} 的分

压将使 VT_1 的基极偏流 I_{bQ1}增大，使电阻 R_2 上的压降也增大，迫使 D 点电位下降，由于 VT_2 的射极跟随作用，K 点电位随之降低，这就抑制了 V_k 的上升，其反馈调节过程为

$$V_k\uparrow \rightarrow I_{b1} \rightarrow I_{c1}\uparrow \rightarrow V_D\downarrow \rightarrow V_k\downarrow$$

电容器 C_1 和电阻 R_3 构成了自举电路。由于 R_2 是激励级 VT_1 的主要集电极电阻，而大电容 C_1 跨接在 A 点与公共射极 K 之间，即 A 点与 K 点的交流电位相同，所以对于输出级 VT_2、VT_3 来说，输入信号是加在它们的集-射之间(因 R_3 阻值很小)，而输出信号则从集－射之间取出，发射极成了输入、输出的公共端。这就意味着接入了由 C_1、R_3 构成的自举电路后，VT_2、VT_3 由原来的共集电极组态转变为共发射极组态，从而使电路的功率放大倍数显著提高。不仅如此，由 C_1、R_3组成的自举电路还使得 A 点的电位 V_A 能够随着 K 点的电位 V_K 的上升而上升。因为在静态时，$V_A = E_C - I_{eQ1}, R_3 \approx E_C$，而 $V_K = E_C/2$，因此电容 C_1 被充电到 $E_C/2$。在输入信号为正半周时，V_A 的值接近于 $3/2E_C$。这正相当于用一个 $3/2E_C$ 的电源供电一样，保证了输出级所需的最大动态范围。电阻 R_3 的作用是把电源 $+E_C$ 与 A 点隔离开来，为 A 点电位高于 $+E_C$ 创造了条件。R_3 还使 VT_2 或 VT_3 的集-射极之间不致被 C_1 交流短路。为了使 C_1 两端电压能够保持，C_1 的容量应取得较大(低频时取 $100\mu F \sim 200\mu F$)。

2. 采用复合管的单电源互补对称电路

图 2－97 所示的典型单电源互补对称功放电路中，两个功率晶体管为串联供电，每管集-射极间有效电源电压只有$1/2E_c$，与有输出变压器的功放电路相比，在相同的输出功率时，要求激励电流要大一倍，增益是较低的。在输出功率要求较大的场合，

常采用复合管互补对称电路，又称为准互补对称电路。它是在图 2－97 的基础上，增加两只晶体管与原有的输出管复合使用，这就可以用很小的激励电流获得较大的输出功率。

什么是复合管呢？复合管是把两个（或两个以上）晶体管的适当电极直接连接起来代替一个管子使用。一般有两种接法：(1)由两只导电特性一致（同是 NPN 管或同是 PNP 管）的管子构成，如图 2－98(a)所示；(2)由两只导电特性不同的管子构成，如图 2－98(b)。

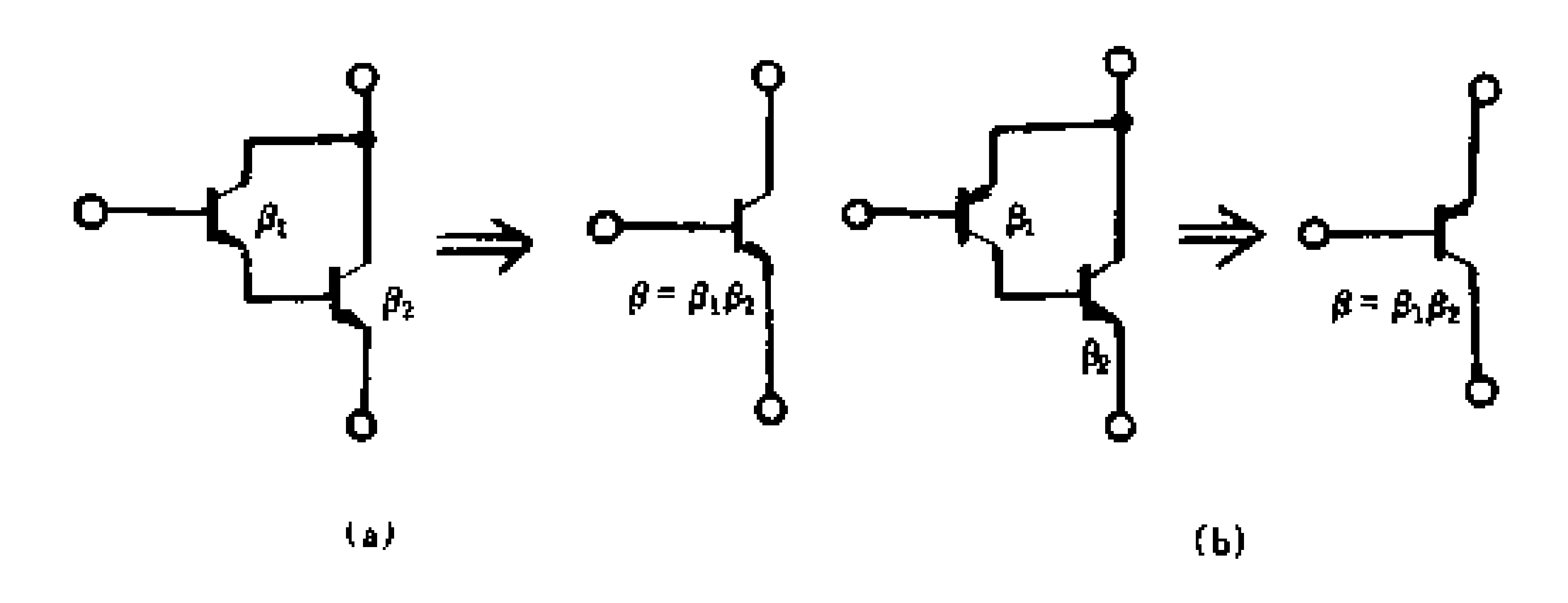


图 2－98　复合管

由图 2－98(a)可知，复合管的电流放大系数 β 近似等于两只管子 β 值的乘积，即 $\beta=\beta_1\cdot\beta_2$。这是因为 VT_1 管的基极信号电流 i_{b1} 经 VT_1 放大 $(1+\beta)$ 倍后成为 VT_2 的基极注入电流 i_{b2} $(i_{b2}\approx\beta_1 i_{b1})$，它又被 VT_2 再次放大 β_2 倍，成为 VT_2 的集电极电流 i_{c2}，所以 $i_{c2}\approx\beta_1\beta_2 i_{b1}$。这就是说，复合管的总电流放大系数为两管电流放大系数的乘积。

另外，由图 2－98(b)可知，不同导电特性的管子组成复合管时，复合管的导电特性取决于第一只管子，β 值仍为两管 β 的乘积。

在推挽功率放大电路中，为了减小信号的交越失真，必须给组成复合管的 VT_1、VT_2 都设置一定的静态电流。为此，在图 2

-98的基础上加接了电阻R_e，见图2-99。R_e的作用是使VT_1有一定的静态电流，依靠I_{eQ1}在R_e上的电压降维持VT_2的静态电流；增加R_e后还可防止在温度升高时，由于VT_2的漏电流I_{cbo}增大使复合管失控而失去放大作用。因为I_{cbo}的方向和I_{e1}相反，而VT_2的基极由VT_1的发射极电流I_{e1}控制，当I_{cbo}增大时，会使I_{e1}减小，使VT_1对VT_2的控制作用减弱。如果I_{cbo}过大，会完全抵消I_{e1}而使VT_2失控(在大功率输出时I_{cbo}大于I_{e1}是可能发生的)。有了R_e，I_{cbo}将被R_e分流一部分，可以减轻对I_{e1}的抵消作用。值得注意的是，加入R_e后，对信号电流也会有分流作用。图2-99中，VT_1输出的信号电流不能全部注入VT_2的基极，有一部分被R_e所分流，降低了复合管的β值。R_e的数值一般在几十欧到几百欧范围。

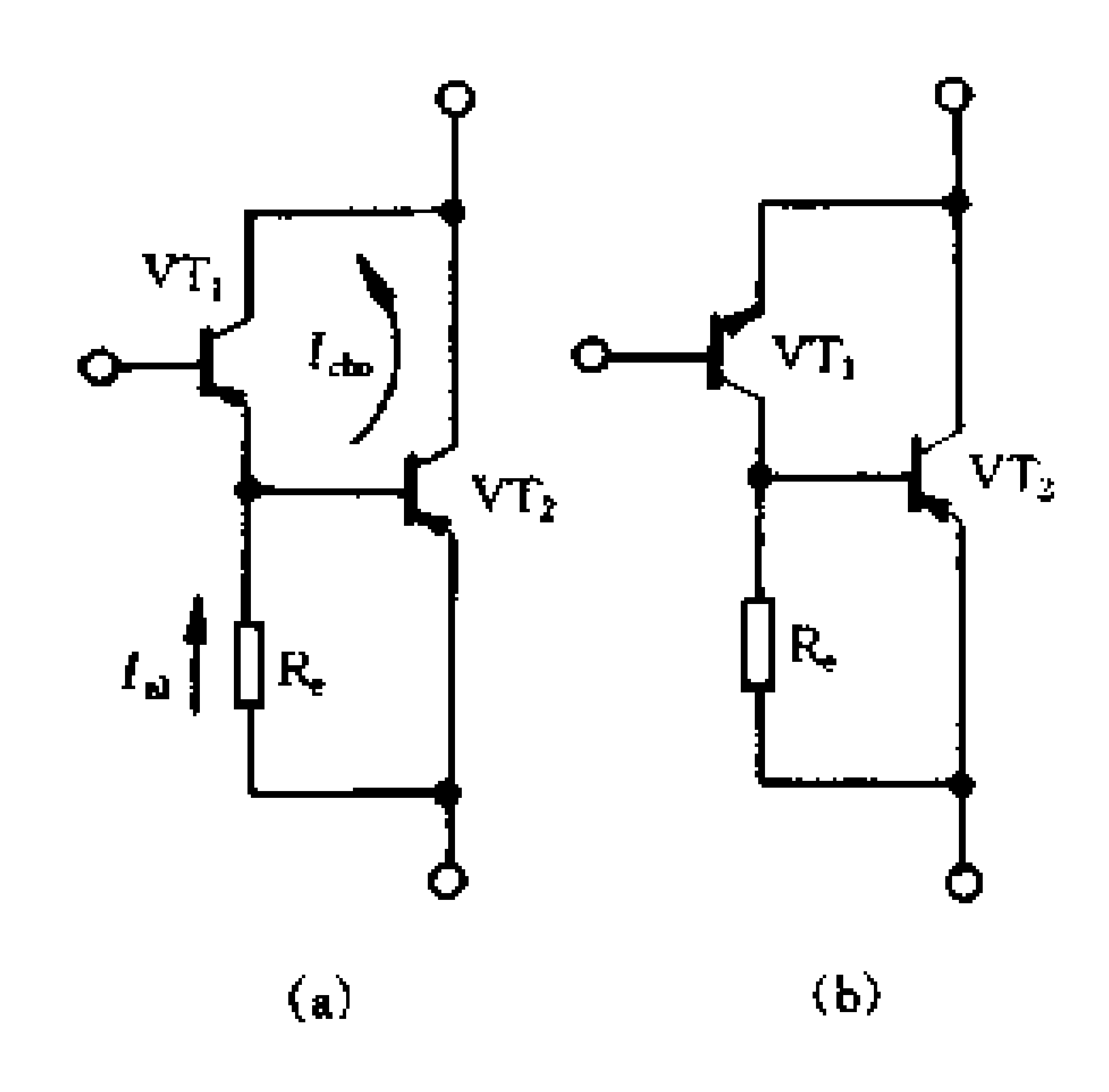


图2-99 R_e的作用

图2-100所示是采用复合管的互补对称功率放大电路。图中R_7和R_8是负反馈电阻，用以稳定工作点，通常取0.5Ω~1Ω，在小功率电路中也可不用。

3. 双电源互补对称功率放大电路(OCL电路)

上述单电源互补对称功率放大电路中，功率放大管的输出端与负载之间是利用大容量的电解电容器进行耦合的，所以低端频率响应的好坏主要取决于这个输出电容器的容量大小。然而，电解电容器是卷绕制成的，容量越大，卷绕的圈数越多，由此引起的附加电感就越大。显然，它会对不同的频率产生不同的

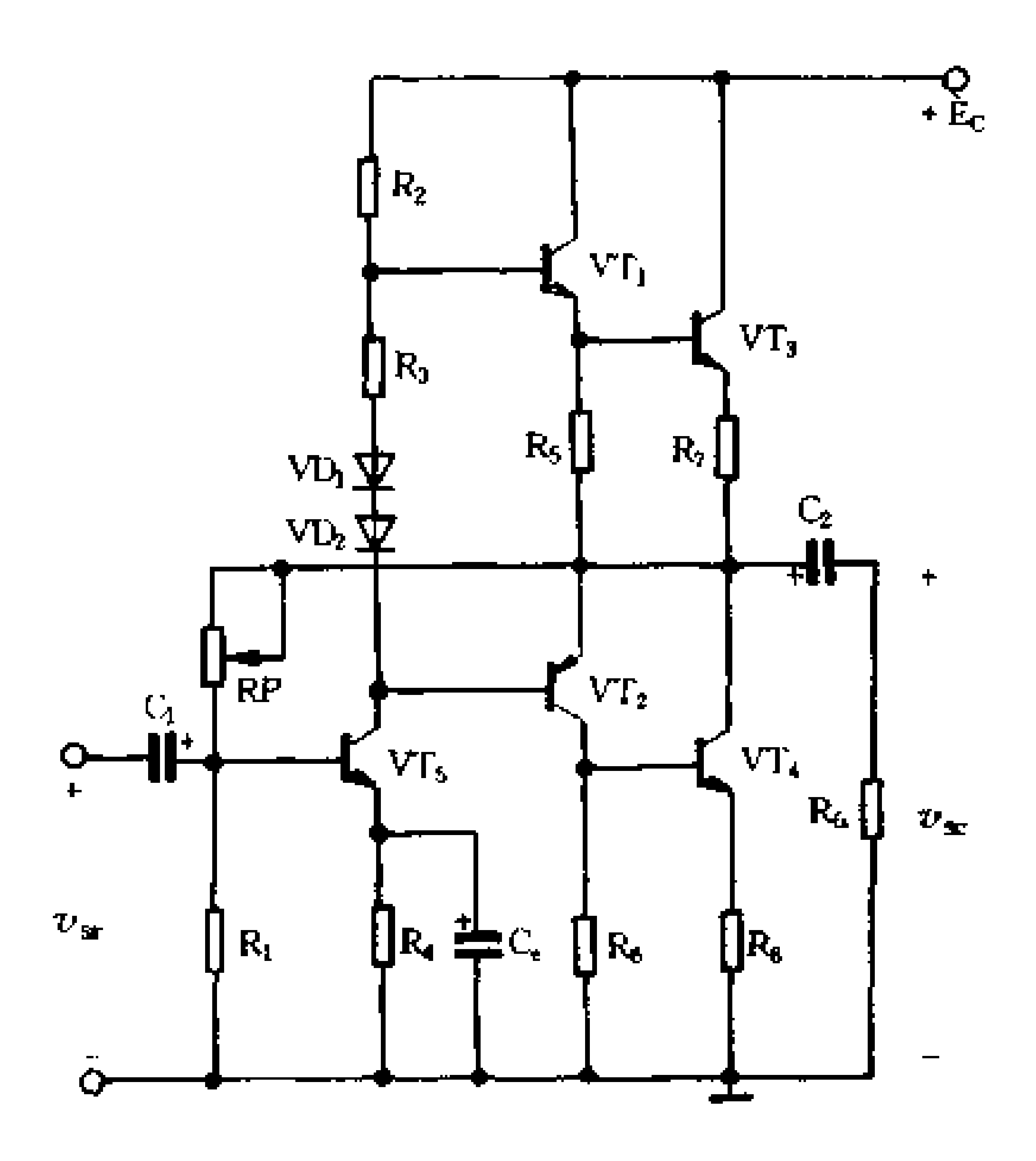


图 2－100 复合管互补对称放大电路

相移，引起附加的失真。为此，在高保真音响系统中广泛采用双电源供电的不用输出电容器的互补对称功放电路，常称为 OCL 电路。

OCL 电路的电原理图如图 2－101 所示。图中 VT_4、VT_6 两管复合后仍等效为一个 NPN 管，而 VT_5、VT_7 两管复合后仍等效为一个 PNP 管。先设 K 点电位为零，则负载 R_{fz}两端电压为零，即没有电流流过负载。当正半周信号输入时，VT_4、VT_6 导通，经负载和 C_1 形成回路；当负半周信号输入时，VT_5、VT_7 导通，经负载和 C_2 形成回路，使 K 点保持零电位的任务是由 VT_1、VT_2 构成的差动放大电路射极负反馈电阻 R_2 等有关元件来完成的。VT_1、VT_2 既作为交流信号的输入级、也用来使中点 K 的直流电

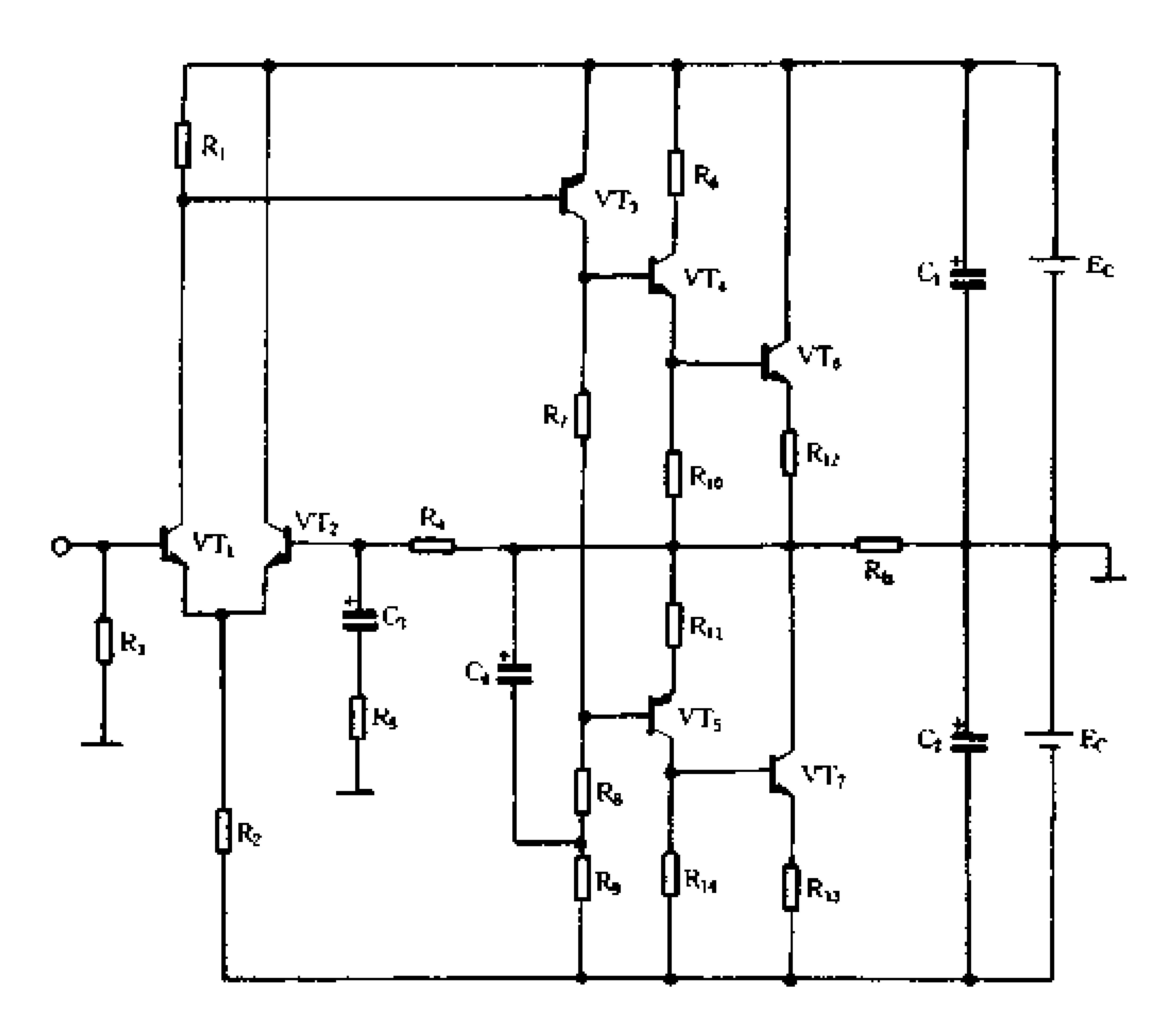


图 2-101 OCL 电路电原理图

位稳定在零电平。在静态时,差动放大电路的两臂平衡,基极电位相等。假如由于某种原因使中点电位 V_K 上升,则出现以下负反馈过程

$$V_K\uparrow\rightarrow V_{be2}\uparrow\rightarrow I_{e2}\uparrow\rightarrow V_{R2}\uparrow\rightarrow V_{be1}\downarrow\rightarrow I_{e1}\downarrow\rightarrow V_{R1}\downarrow$$

$$V_K\downarrow\leftarrow V_{ce5,7}\downarrow\leftarrow V_{be5,7}\uparrow\leftarrow V_{R8,R9}\downarrow\leftarrow I_{c3}\leftarrow V_{be2}\downarrow$$

最后使 V_K 稳定在零电平。同理,当 V_K 下降时,将通过与上相反的变化过程使 K 点电位上升。这样,中点电位 V_K 的任何漂移都会受到有效的抑制。

需要指出,上述反馈的是输出端的直流零点漂移电位,而且是 100%的直流负反馈过程,如不采取措施,输出端的交流信号也会循此反馈回去,将造成放大电路的增益下降,这是不希望

的。但是，为了减小失真，也需要适量地反馈一部分交流信号，为此接入了 R_4、R_5 和 C_3 几个元件。C_3 隔断了直流，对低频信号可视为短路，R_4、R_5 组成了交流分压电路，分压比（反馈系数）R_5/R_4+R_5 决定着反馈量的大小，R_5 取得越大，反馈越深。

OCL 电路需要两组电压相同的电源，C_1、C_2 是电源滤波电容器。

4. 互补对称功率放大电路的输出功率和效率。

众所周知，功率放大电路是大信号放大电路，它的输出功率、管耗、效率及电源供电功率等是人们最关心的问题。下面分别对 OTL 电路和 OCL 电路的功率和效率进行分析。

(1) OTL 电路的功率和效率

计算输出功率需采用图解分析法。对于图 2-102(a)所示的 OTL 电路，我们以其中一管导通情况为例，画出它的输出特性曲线、负载线及电流电压波形，如图 2-102(b)所示。

图中，i_c 和 v_{ce}均为半个正弦波，另外半个正弦波是由另一个晶体管提供的。Q 点是静态工作点，它设置在截止区的边缘，其对应的横座标为 1/2 E_c。QA 是负载线，其斜率取决于 R_{fz}，即 $tg\alpha=\frac{1}{R_{fz}}$，$V_{ces}$是管子的饱和压降，一般为 0.3V～1V。由于功放电路的晶体管工作在极限运用状态，所以输出交流信号电压的峰值 $V_{scm}=\frac{1}{2}E_c-V_{ces}\approx\frac{1}{2}E_c$。为此，电路的输出功率 P_{sc}（平均功率）可由下式算出

$$P_{sc}=\frac{1}{2}\cdot\frac{V_{scm}^2}{R_{fz}}=\frac{1}{2}\cdot\frac{(\frac{1}{2}E_c)^2}{R_{fz}}=\frac{1}{8}\cdot\frac{E_c{}^2}{R_{fz}}$$

电路的理想效率同有变压器的乙类推挽功率放大电路一样，约为 78.5%。实际电路多工作于甲乙类放大状态，效率约

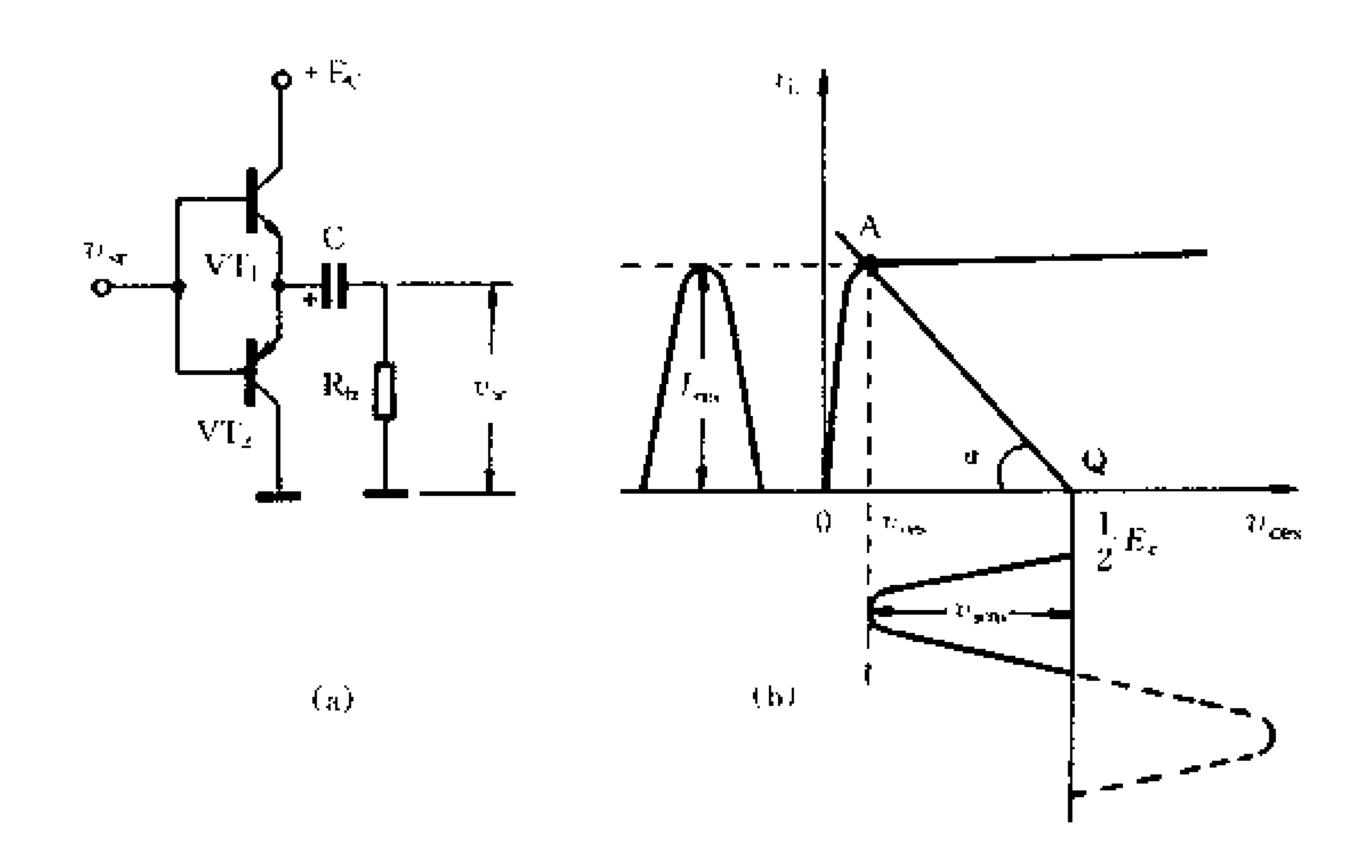


图 2-102　OTL 功放电路的图解分析

60%左右。

电路中的电源、晶体管和输出电容的选择应满足以下条件：

① 电源电压 E_c 的选择

根据上列计算输出功率 P_{sc} 的公式，先算出有效电源电压 E_c'，即

$$E_c' = \sqrt{8P_{sc}R_{fz}}$$

考虑到输出管发射极电阻上的电压降 V_e 和晶体管饱和压降 V_{ces}，电源电压 E_c 应大于 E_c'，即

$$E_c \geqslant E'_c + 2(V_{ces} + V_e)$$

一般 E_c 可比 E_c'，大 10%左右。

② 输出管的选择

$$P_{CM} > 0.25P_{SC}$$

$$BV_{ceo} > E_C$$

$$I_{CM} > \sqrt{\frac{2P_{sc}}{R_{fz}}}$$

③ 输出电容器电容量的估算

$$C \geqslant \frac{(3 \sim 10)}{2\pi f_L R_{fz}} \times 10^6(\mu F)$$

式中，f_L 为信号的低端频率

(2) OCL电路的功率及效率

运用图解分析法绘出晶体管的输出特性曲线、负载线及电压电流的波形，如图2－103所示。图中将两管的特性曲线组合在一起，使其在 $V_{ce} = E_C$ 处重合(即两曲线的Q点重合)，形成所谓"合成曲线"。由图可见，两管交替工作，输出电压 v_{sc}，将是完整的正弦波。

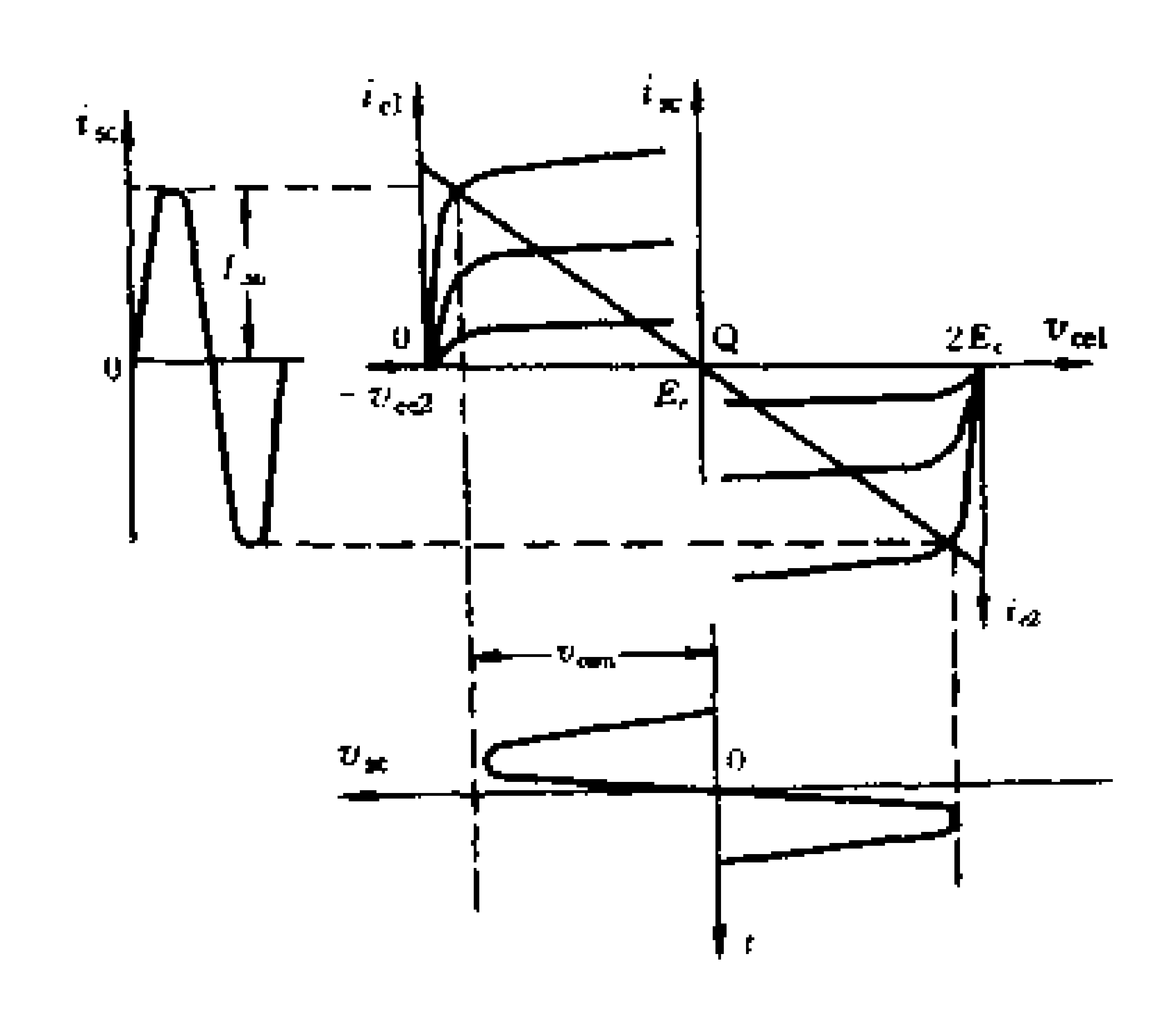


图2－103　OCL电路的图解分析

设功率晶体管的饱和压降很小，可忽略时，输出功率为

$$P_{SC} = \frac{V_{scm}^2}{2R_{fz}} \approx \frac{E_C^2}{2R_{fz}}$$

若考虑饱和压降 V_{ces}的影响，则输出功率为

$$P_{SC} = \frac{(V_{scm} - V_{ces})^2}{2R_{fz}} = \frac{(E_C - V_{ces})^2}{2R_{fz}}$$

电路的理想效率同样为 78.5%。

5. BTL 功率放大电路

上述 OTL 和 OCL 电路的效率都不低，但电源的利用率却不高。在负载上能获得的最大电压分别是 $1/2E_C$ 和 E_C，而它们的电源电压则分别是 E_C 和 $\pm E_C$。问题的关键在于输入正弦信号的每半个周期中，电路只有一个晶体管和一半的电源在工作。BTL 功率放大电路采用了两对互补对称放大管作输出，负载 R_{fz} 接在两组放大管之间。BTL 电路的特点是输出功率大，在电源电压、负载电阻相同的条件下，其输出功率可比 OTL 或 OCL 电路提高 4 倍，其交流声、失真度、频率响应和稳定性等都有显著的改善。由于电路简单，在集成功率放大电路中获得了广泛的应用。

图 2－104 所示是 BTL 的原理电路。由图可见，它是将两个 OTL 电路的输出端分别接在负载 R_{fz}的两端。两组放大管的基极交流输入信号需反相 180°，分别加在两个输入端。由于电路具有良好的平衡和对称性，中点 K、K′的电位始终保持恒定。这种电路又称为桥接推挽功率放大电路。

在静态时，电桥处于平衡状态。电路的两个输出端 K 点和 K′点具有相同的电位，$V_K = V'_K = \frac{1}{2}E_C$，故负载 R_{fz}上无直接电流流过。若由于环境温度、电源电压变化等因素，引起输出端静态电位发生漂移时，K 点和 K′点的电位变化方向及幅度完全相

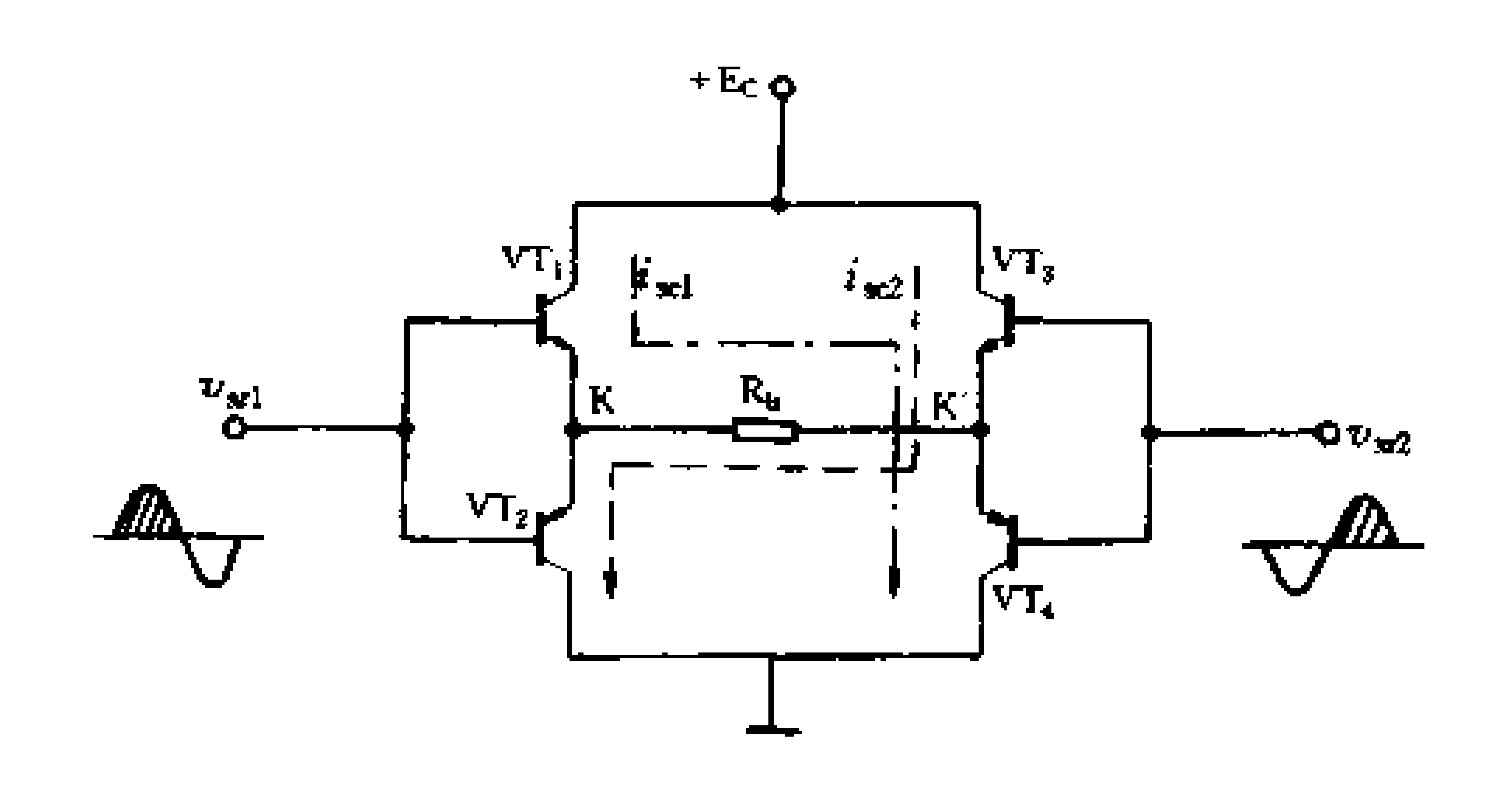


图 2-104 BTL 的原理电路

同，所以负载中仍无电流流过。

有交流信号输入时，由于加在电路两输入端的输入信号 v_{sr1} 和 v_{sr2} 大小相等、相位相反，所以在 v_{sr1} 的正半周和 v_{sr2} 的负半周期间，VT_1 及 VT_4 均处于导通状态，输出电流 i_{sc1} 经 VT_1、R_{fz}、VT_4 构成回路，其方向如图 2-104 中点划线所示。当输入信号达到最大值时，i_{sc1} 也增至最大值，这时 VT_1 和 VT_4 的管压降均很小，接近饱和值 V_{ces}，故 K 点电位上升，V_K 接近 $+E_C$ 值，K′点电位下降，$V_K{}'$ 接近零，负载 R_{fz} 上所得最大输出电压幅度为

$$V_{KK'} = V_{scm} = V_K - V_K{}' \approx E_C$$

在 v_{sr1} 为负半周，v_{sr2} 为正半周时，VT_3、VT_2 导通，VT_1、VT_4 截止。输出电流 i_{sc2} 经 VT_3、R_{fz}、VT_2 构成回路，其方向如图 2-103 中虚线所示，它正好与 i_{sc1} 的方向相反。这样，在负载 R_{fz} 上就获得了完整的正弦信号。当输入信号增至负半周最大值时，K′点的电位上升，$V_K{}'$ 接近 $+E_C$，K 点电位下降，V_K 接近于零，负载 R_{fz} 上所得最大输出电压幅度为

$$V_{K'K} = V_{scm} = V'_K - V_K \approx E_C$$

根据输出电压幅度 $V_{scm} \approx E_C$，可求得电路输出功率为

$$P_{sc} = \frac{V_{sc}^2}{R_{fz}} = \frac{V_{scm}^2}{2R_{fz}} \approx \frac{E_C^{\,2}}{2R_{fz}}$$

与 OTL 电路($P_{SC} \approx \frac{E_C^{\,2}}{8R_{fz}}$)相比,在电源电压相同的情况下,BTL 电路的输出功率是 OTL 电路的四倍。读者可按类似的方法分析,也可证明,BTL 电路的输出功率是 OCL 电路的 4 倍。

BTL 电路的理想效率约为 78.5%。

BTL 电路中实现两路输入信号反相可以有多种方案,例如可利用差动放大电路的两个输出端获得,也可利用单管放大电路,从集电极和发射极获得两个极性相反的信号。

五、功率放大电路中晶体管的大功率运用

在电子设备中,晶体管的损坏,往往发生在功率放大部分。担任功率放大的晶体管,为了得到大功率输出,承受的电压高,通过的电流大,如果散热条件不好,很容易因过热而损坏。

前面已经谈过,功率放大电路在向负载传送功率的同时,晶体管自身也要消耗一定的功率,称为管耗。管耗实质上是把电能转换成热能的功率损耗,它引起结温升高,结温上升到一定程度(锗管大约为 85℃ ~ 90℃,硅管大约为 125℃ ~ 200℃),就会使晶体管过热而损坏。为此,《半导体器件手册》中绘出了每种型号晶体管的集电极最大耗散功率 P_{CM}值。手册上给出的 P_{CM}值,是指在常温下的极限参数,当环境温度升高时,允许的集电极耗散功率就必须相应减小,迫使放大电路允许输出的功率减低。但是,在采取充分有效的散热措施之后,却可以使管子超负荷运行。因此,功率管的散热问题,是保护晶体管,充分挖掘晶体管潜力的重要环节。

管耗的直接效果就是引起晶体管集电结温度上升。管耗每

增加1W,引起结温上升多少度,取决于晶体管的散热能力。为了描述管子的散热情况,引入了"热阻"的概念。电阻表示对电流的阻力,热阻则表示热传导时所受到的阻力。在电路上,两点之间的电位差为 $V_1 - V_2 = IR$,在热传导过程中,两点之间的温度差可表示为

$$T_1 - T_2 = P \cdot R_T$$

式中,$T_1 - T_2$ 为两点温度之差,P 为传输的热功率,R_T 是传输单位功率时温度变化的度数,单位是℃/W或℃/mW。R_T 越大,表明相同温差下散发的热能越小。例如,3AX81型锗管,其热阻为0.25℃/mW,即管耗每增加1mW,结温升高0.25℃。

对于每一个晶体管,由手册可查出它的热阻 R_T 和集电极最大允许耗散功率 P_{CM}(25℃时的值)。实际使用时,环境温度越高,晶体管所允许的最大管耗 P_{CM}' 越小。显然,最大管耗和环境温度的关系,取决于晶体管的热阻大小,其基本关系式为

$$P_{CM} - P'_{CM} = \frac{T_a - 25℃}{R_T}$$

式中,T_a 是实际环境温度;P'_{CM} 是在温度为 T_a 时所允许的最大管耗。例如,3AX 81型晶体管,手册上给出的25℃时的最大管耗 $P_{CM} = 200mW$,在使用中环境温度达到45℃,可求出相应的最大管耗为

$$P'_{CM} = P_{CM} - \frac{T_a - 25℃}{R_T} = 200 - \frac{(45 - 25)℃}{0.25mW/℃} = 120(mW)$$

晶体管的热阻是怎么形成的呢?在晶体管中,集电极耗散功率产生的热量是热的来源,叫集电结热源。集电结热源首先把热散量发给管壳,使管壳温度上升。集电结把热量发散给管壳时要遇到阻力,称为管子的内热阻,用 R_j 表示。管壳把热量再散发到空间,管壳到空间又存在热阻 R_D,叫外热阻(管壳热

阻)。晶体管的总热阻等于内热阻和外热阻之和。

晶体管外壳的散热面积不大,散热效果很差,热阻 R_D 也必然很大,使晶体管的最大允许管耗 P'_{CM} 受到很大限制。为了改善管壳的散热条件,一般都在管壳上加散热片。由于散热片的有效散热面积比管壳大得多,相当于它的"热阻"很小。若散热片的热阻为 R_H,则加装散热片后,晶体管的外热阻就近似等于 R_H,这时总热阻为 $R_T \approx R_H + R_j$,比不加散热片时大大减小了,从而使最大允许管耗 P'_{CM} 得到大幅度的提高。例如,3AD6 大功率管没有加散热片时,在环境温度 25℃时,$P_{CM} = 1W$,加装散热片后,最大允许管耗可以提高到 10W。

散热片(或散热器)是用具有良好导热性能的金属制成,散热片的散热能力与它的形状和面积有关。目前,我国制造的标准散热片是用冷轧异型断面铝材制成,不同管子可以选用不同尺寸,散热片的具体规格可查有关手册。图 2－105 绘出了几种散热片(器)的外形。

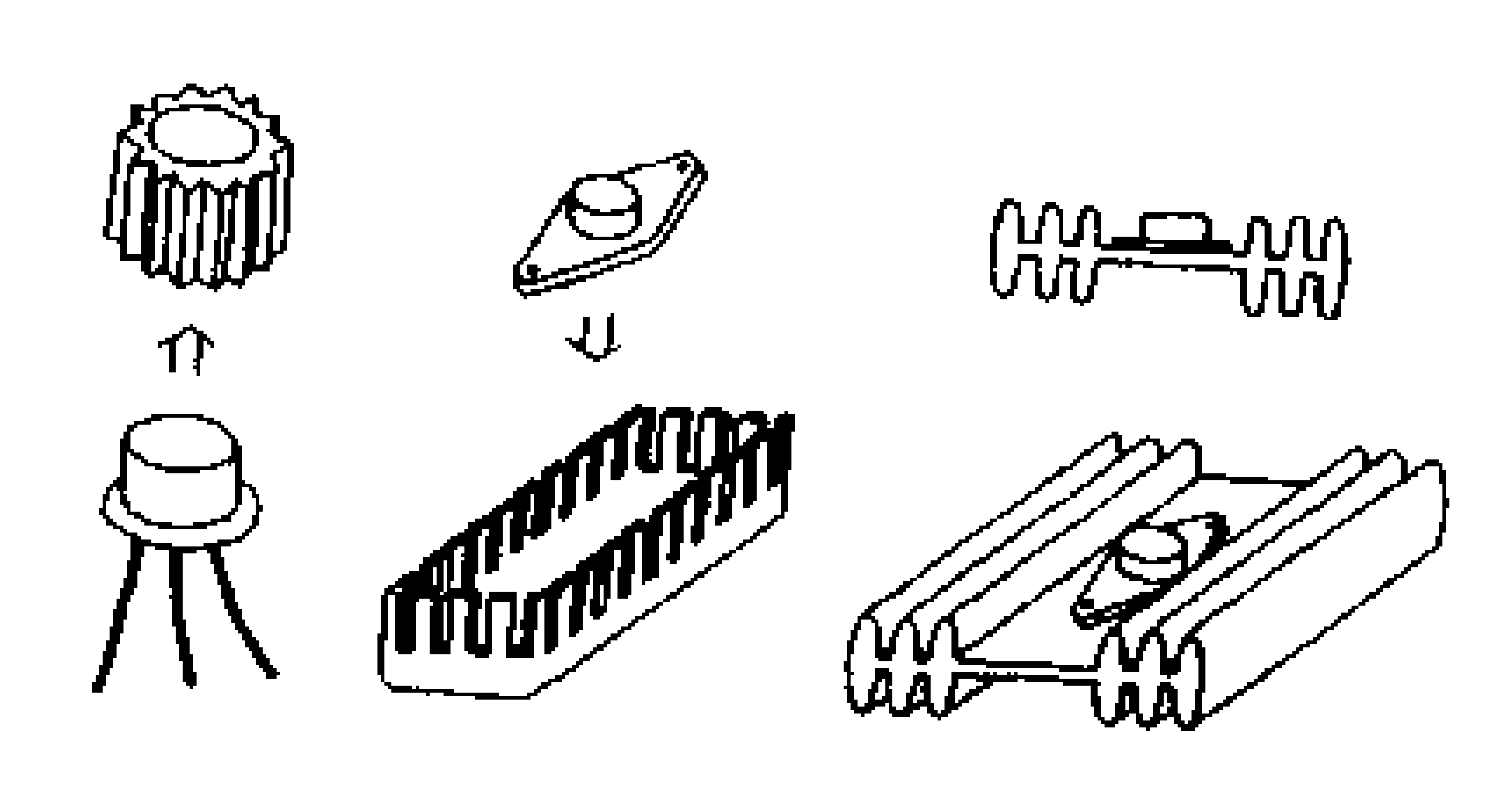


图 2－105　几种散热片的外形

安装散热片时应注意,管壳与散热片的接触面要铣光,并用螺栓紧固,以保持散热片与管壳有良好的接触,否则散热效果会大大下降。散热片与管壳的接触面最好涂一点硅脂,以改善导

热并防止电腐蚀。散热片表面最好进行发黑处理，以改进热辐射，使热阻进一步减小。

六、功率放大电路实例

1. 牡丹 942 型半导体收音机的声频放大电路

图 2 - 106 所示是牡丹 942 收音机的声频放大电路。这部

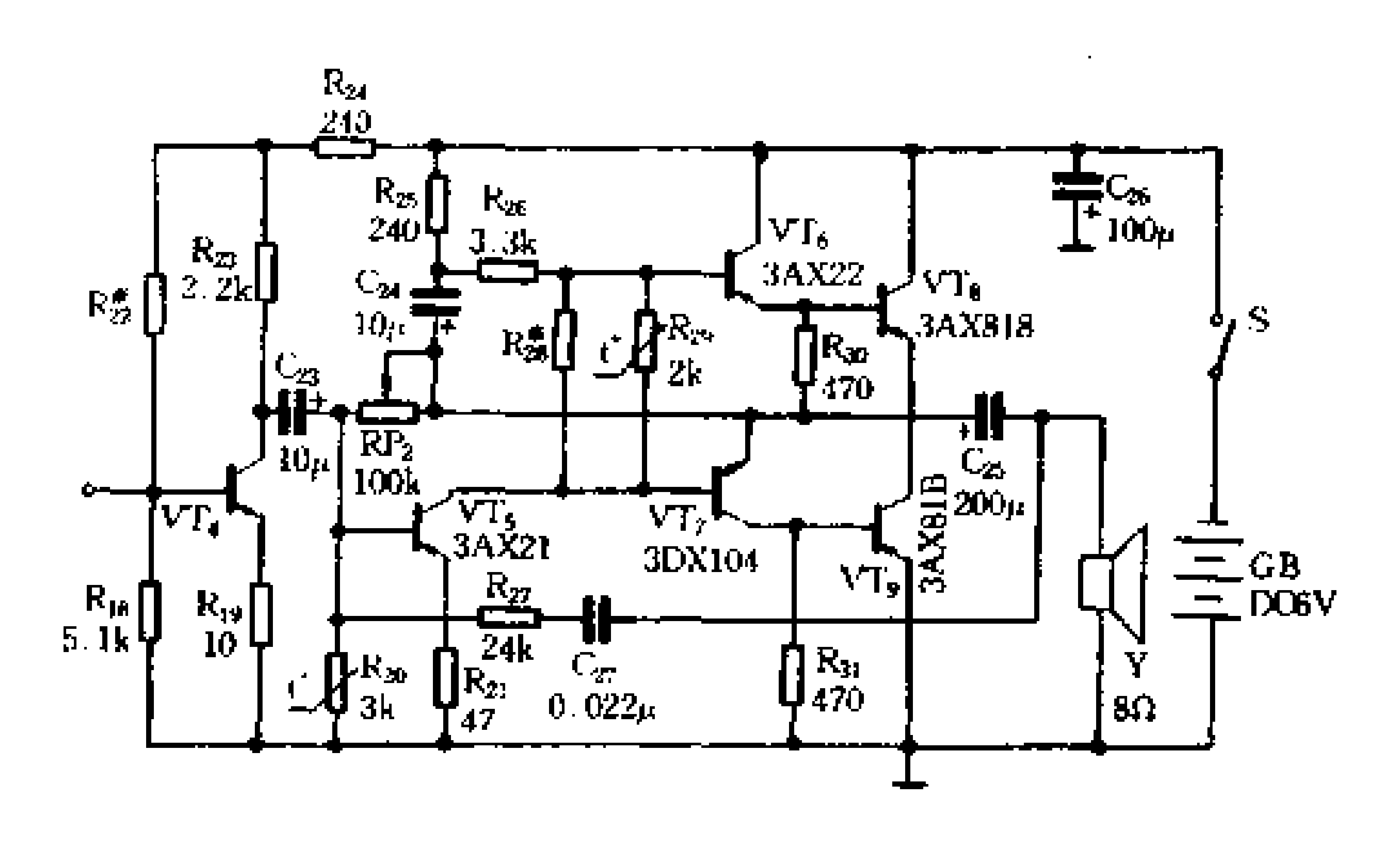


图 2 - 106 牡丹 942 收音机的声频放大电路

分电路由 6 只晶体管组成。经检波后取出的声频信号经由音量控制电位器送到前置级晶体管 VT_4 作声频前置放大，这一级是一个工作点稳定的典型电压放大电路，放大后的信号由电容器 C_{23} 耦合到 VT_5 作末前级（推动级）放大。为了使 VT_5 工作稳定，下偏流电阻 R_{20} 采用了热敏电阻。由于 VT_5 的集电极电流 I_{CQ5} 稳定，而且在电阻 R_{28} 上并联了热敏电阻 R_{29}，使 VT_6、VT_7 两管的基极之间（图中 R_{28} 两端）的电压稳定不变，不受 VT_5 集电极电流变化的影响，从而使末级推挽功放级的集电极电流得到较好的稳定。

VT_6、VT_8 和 VT_7、VT_9 四管组成复合管互补推挽电路。当负半周的信号输入 VT_6、VT_7 的基极时，VT_6 导通，VT_7 截止，信号经过 VT_6、VT_8 复合管放大后，通过输出电容器 C_{25}加到扬声器上；当正半周信号输入 VT_6、VT_7 的基极时，VT_6 截止，VT_7 导通，信号经过 VT_7、VT_9 复合管放大后，通过电容器 C_{25}加到扬声器上。信号的一个周期内，上复合管和下复合管分别放大正、负两个半周的信号，在扬声器上得到完整的信号波形。采用这种准互补推挽功率放大电路，不但提高了输出功率，而且便于挑选两个同一导电类型、特性相同的输出管 VT_8、VT_9，以保证对称性。

复合管的静态工作点是通过 R_{28}、R_{29}的调整来决定，热敏电阻 R_{29}还起热稳定补偿作用。复合管互补电路工作点的调整方法是：先将 R_{24}挑开，调节电位器 RP_2，使 VT_8、VT_9 的工作电压都在 3V 左右。将电流表串接在电源电路中，变换电阻 R_{28}、R_{29}，使输出五管的总静态工作电流在 7mA ~ 10mA 之间。上述两项调节需要反复进行，直到满足要求。静态工作电流调得要合适，过小会产生交越失真，过大则无信号时电流消耗大，以致收音机连续工作一段时间后，热稳定作用要恶化，严重时会烧坏 T_8、T_9 两管。

2. 用 OCL 电路作输出级的扩音机电路

图 2 - 107 所示是一个用 OCL 电路作输出级的扩音机实际电路。这是一个多级直接耦合的声频放大电路。为减小零点漂移，输入级采用了由 VT_1、VT_2 组成的差动放大电路；PNP 管 VT_3 组成激励级，工作于共发射极组态；VT_4 ~ VT_7 组成复合互补 OCL 输出级。电路中的 R_{10} ~ R_{13}用来提高复合互补管的温度稳定性，C_4 为相位补偿电容器。

在电路中，通过电阻 R_6、R_5 引进了深度电压串联负反馈，此时电路的电压放大倍数为

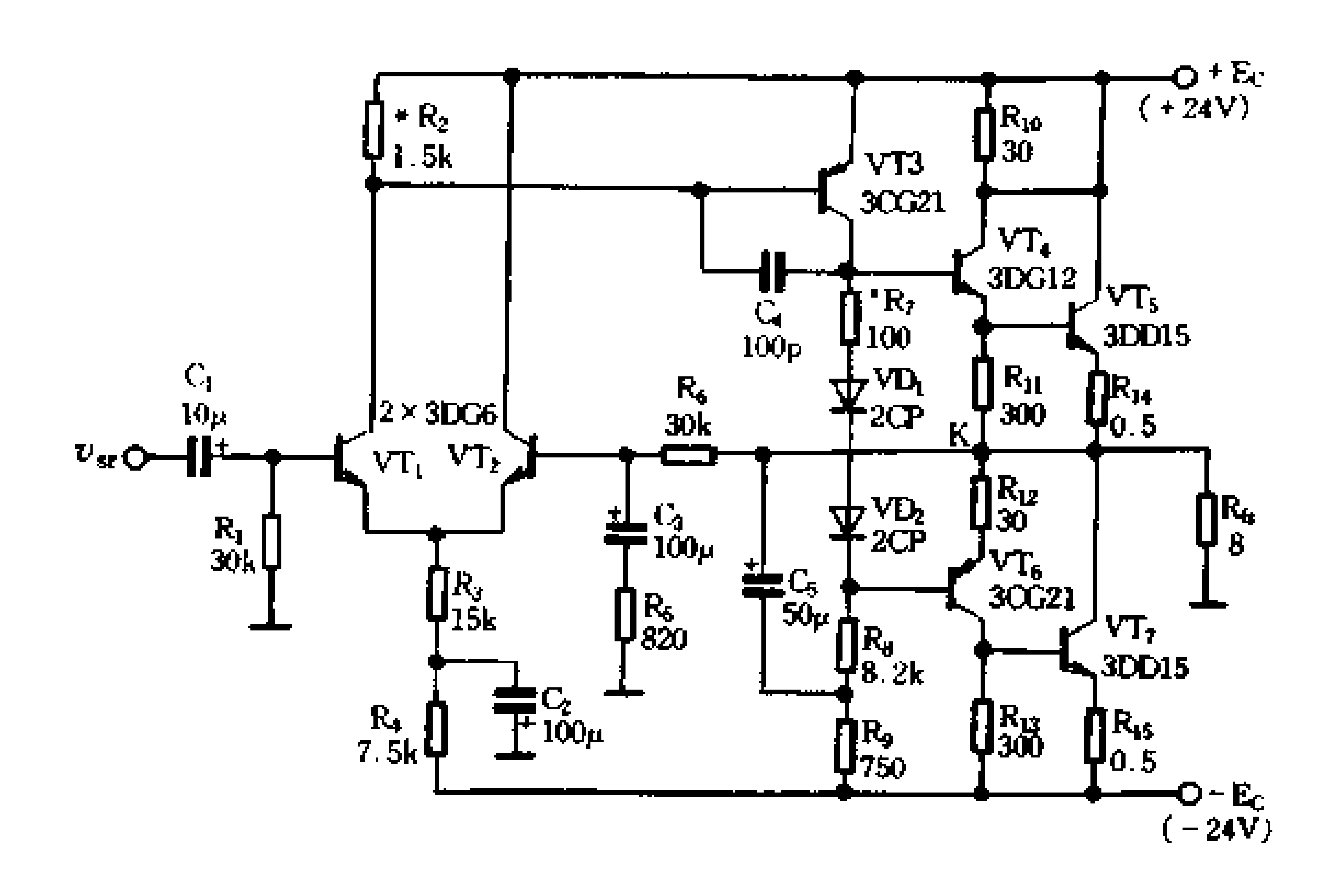


图 2-107　用 OCL 作输出级的扩音机电路

$$K_f = 1 + \frac{R_6}{R_5} = 37.6\text{倍}$$

由于有电容器 C_3 的隔直流作用，R_5 不产生直流反馈，电路的静态工作点很稳定，只要调整 R_2 的阻值，改变 VT_3 的静态工作电流，则中点电位 V_K 可以很方便地调到 0V。通过调整 R_7，可以改变 $VT_4 \sim VT_7$ 的工作状态，使其工作在甲乙类，以消除交越失真。

电路的最大输出功率 P_{scm} 为

$$P_{scm} = \frac{E_C^2}{2R_{fz}} = \frac{24^2}{2 \times 8} = 36(\text{W})$$

由于 $VT_4 \sim VT_7$ 工作在甲乙类，且希望电路的非线性失真不要很大，实际输出功率可达 20W 左右，此时，输出信号电压为

$$V_{SC} = \sqrt{P_{SC} R_{fz}} = \sqrt{20 \times 8} = 12.6(\text{V})$$

相应地要求输入电压 V_{sr} 为

$$V_{sr} = \frac{V_{SC}}{K_f} = \frac{12.6}{37.6} = 335(mV)$$

3. 用集成功率放大电路组成的 BTL 电路

图 2－108 所示是用两片相同的集成声频功率放大电路 D4100 组成的 BTL 电路。图中,晶体管 VT 组成分负载倒相放大电路,用作 D4100 集成功放的推动级,信号分别由 VT 管的集电极和发射极取出,经电容耦合,接在两个功放集成电路的输入端。它们的幅值大致相等,相位相反,电压放大倍数略小于 1。

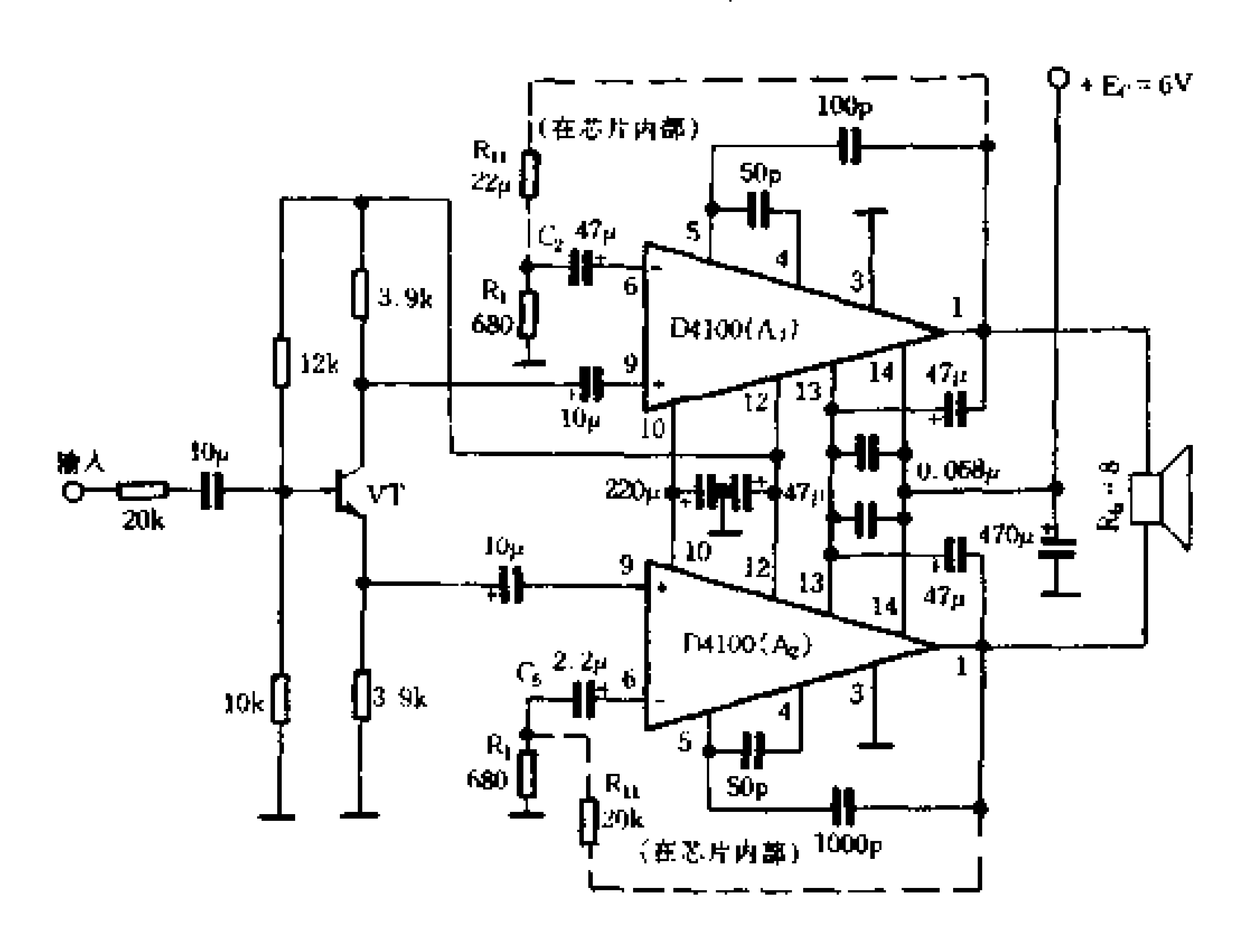


图 2－108 用集成功率放大集成电路组成的 BTL 电路

集成声频功率放大电路 D4100 内部电路如图 2－109 所示。图中,输入级是由 VT_1、VT_2 构成的双端输入、单端输出的差动放大电路;VT_4,VT_7 为两级共射极放大电路,它们作为中间级,起电压放大作用;VT_{12}、VT_{13}构成 NPN 型复合管,VT_8、VT_{14}构成 PNP

型复合管,由它们组成准互补对称输出级。在集成放大电路中,普遍采用晶体管恒流源作偏置及有源负载,读者可参见本书第七章,在此不作详述。

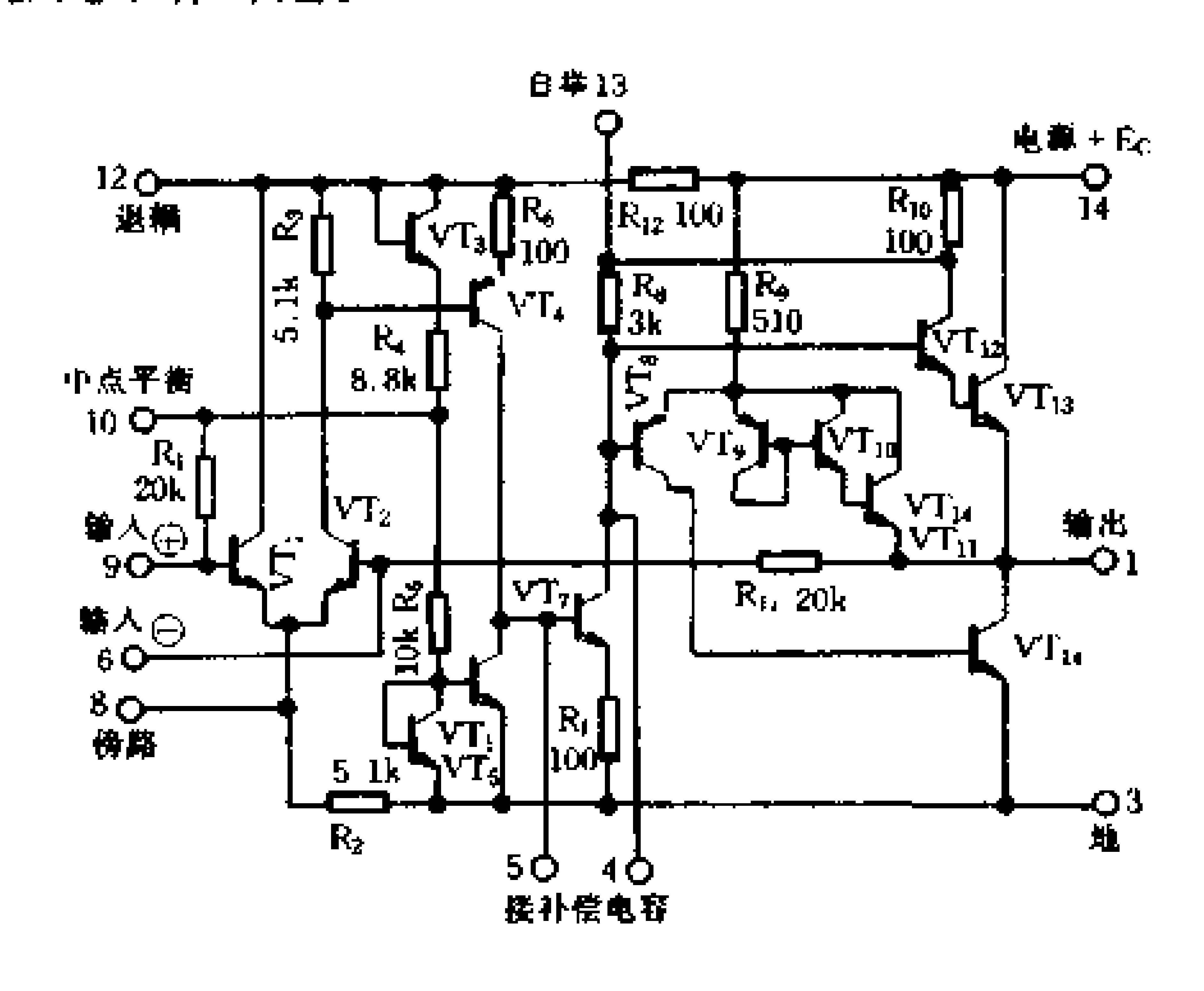


图 2-109 D4100的内部电路

图 2-108 所示的电路中,用两片 D4100 集成功率放大电路接成 BTL 输出电路。图中 C_2、C_5(均为 22μF)接在交流负反馈电路之中,对放大电路的低频特性有很大的影响,其值应大于 $\frac{1}{2\pi f_L R_1}$,式中 f_L 为声频的低端频率,高保真电路可取 $f_L = 10Hz$。第 13 脚与第 14 脚之间的外接电容(均为 0.068μF)用来防止寄生振荡;第 5 脚与第 1 脚之间的外接电容(1000pF)、第 5 脚与第 4 脚之间的外接电容(50pF~100pF)均是用来防止自激振荡,使电路稳定工作的电容器;第 13 脚与第 1 脚之间的外接电容(47μF)是自举电容。此电路最大输出功率为 2.25W。

第六节　高频放大电路

本章前几节比较详细地介绍了低频放大电路的基本原理和基本分析方法。在各种无线电设备(如收音机、电视接收机、移动电话和无线电遥控装置)中,还包含着信号频率在数百千赫到数百兆赫的高频放大电路,虽然电路的核心元件仍然是晶体管(或场效应管),但在高频运用时,它的频率参数、分布参数都会对放大性能有着不可忽略的影响。为此,还需要对放大电路的高频特性进行简要的分析。

高频小信号放大电路主要性能指标为:

(1) 电压增益与功率增益:电压增益(K_V)等于放大电路的输出电压与输入电压之比;功率增益(K_P)等于放大电路的输出功率与输入功率之比。高频放大电路的增益取决于所用晶体管的等效参数、放大电路的工作频率及上限截止频率等,是频率的函数。

(2) 通频带:通频带的定义是放大电路的电压增益下降到最大值的 0.707 倍时,所对应的频率范围,常用$2\Delta f_{0.7}$表示。

(3) 矩形系数:矩形系数是表征放大电路选择性好坏的一个参量。选择性是电路选取有用信号、抑制无用信号的能力。理想的频带放大电路应该对通频带内的频谱分量有同样的放大能力,而对通频带以外的频谱分量要完全抑制,不予放大,即频率响应

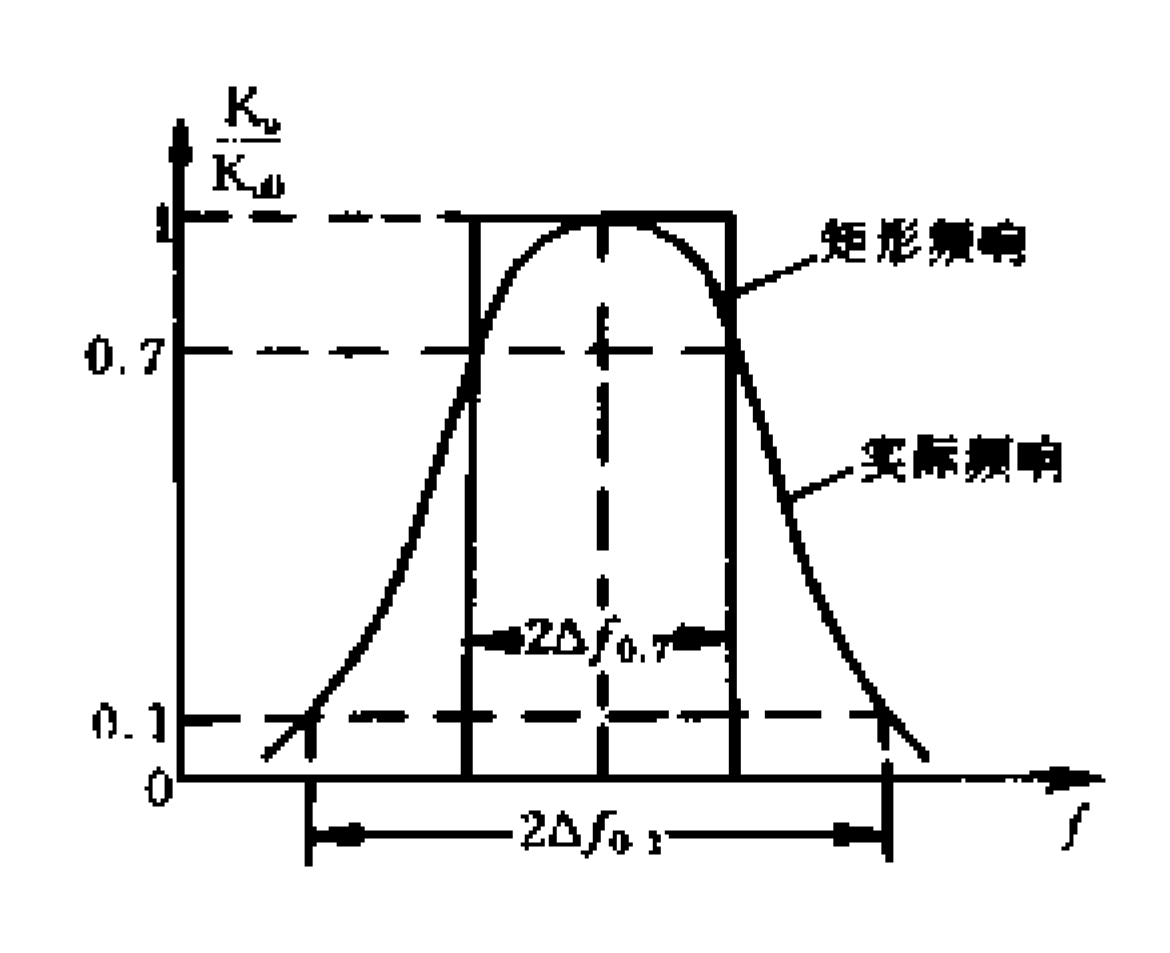


图 2-110　矩形系数图解

曲线应是图 2－110 中的矩形。但是，实际的频响曲线却与矩形有较大的差异。为此，引入矩形系数来表示实际曲线形状接近理想矩形的程度，通常用 $K_{r0.1}$来表示，其定义为

$$K_{r0.1}=\frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}$$

式中，$2\Delta f_{0.7}$为放大电路的通频带；$2\Delta f_{0.1}$是放大电路电压增益下降至最大值的 0.1 倍时所对应的频带宽度。矩形系数 $K_{r0.1}$越接近于 1，则频响曲线越接近于矩形，选择性越好。

(4) 工作稳定性：工作稳定性是指放大电路的直流偏置、晶体管参数等发生可能的变化时，放大电路主要性能的稳定程度。不稳定现象主要表现为增益变化、中心频率偏移、通频带变化、谐振曲线变形等。不稳定状态的极端情况是放大电路自激，以致使放大电路完全不能正常工作。

(5) 噪声系数：噪声系数是用来表征放大电路噪声性能好坏的一个参量。放大电路本身产生的噪声应越小越好，即要求噪声系数接近于 1。

一、晶体管高频小信号等效电路

晶体管在高频线性应用时，它的内部参数将随工作频率而变化，图 2－111(a)绘出了晶体管在高频运用时两个 PN 结的物理模拟电路，它由三个体电阻，两个结电阻和两个结电容组成。图中 r_c'是集电区的体电阻，$r_{bb'}$是基区的体电阻，r'_e 是发射区的体电阻；$r_{b'c'}$是集电结的结电阻，$r_{e'b'}$是发射结的结电阻；在 b′与 c′之间的极间电容为 C_μ，在 b′与 e'之间的极间电容为 C_π。根据图 2－111(a)可画出晶体管高频物理模拟等效电路，如图 2－111(b)所示。等效电路中忽略了发射极和集电极体电阻 r_e'和 r_c'，但包括了反映 v_{ce}对 i_c 影响的 r_{ce}。受控电流源由 βI_b改为

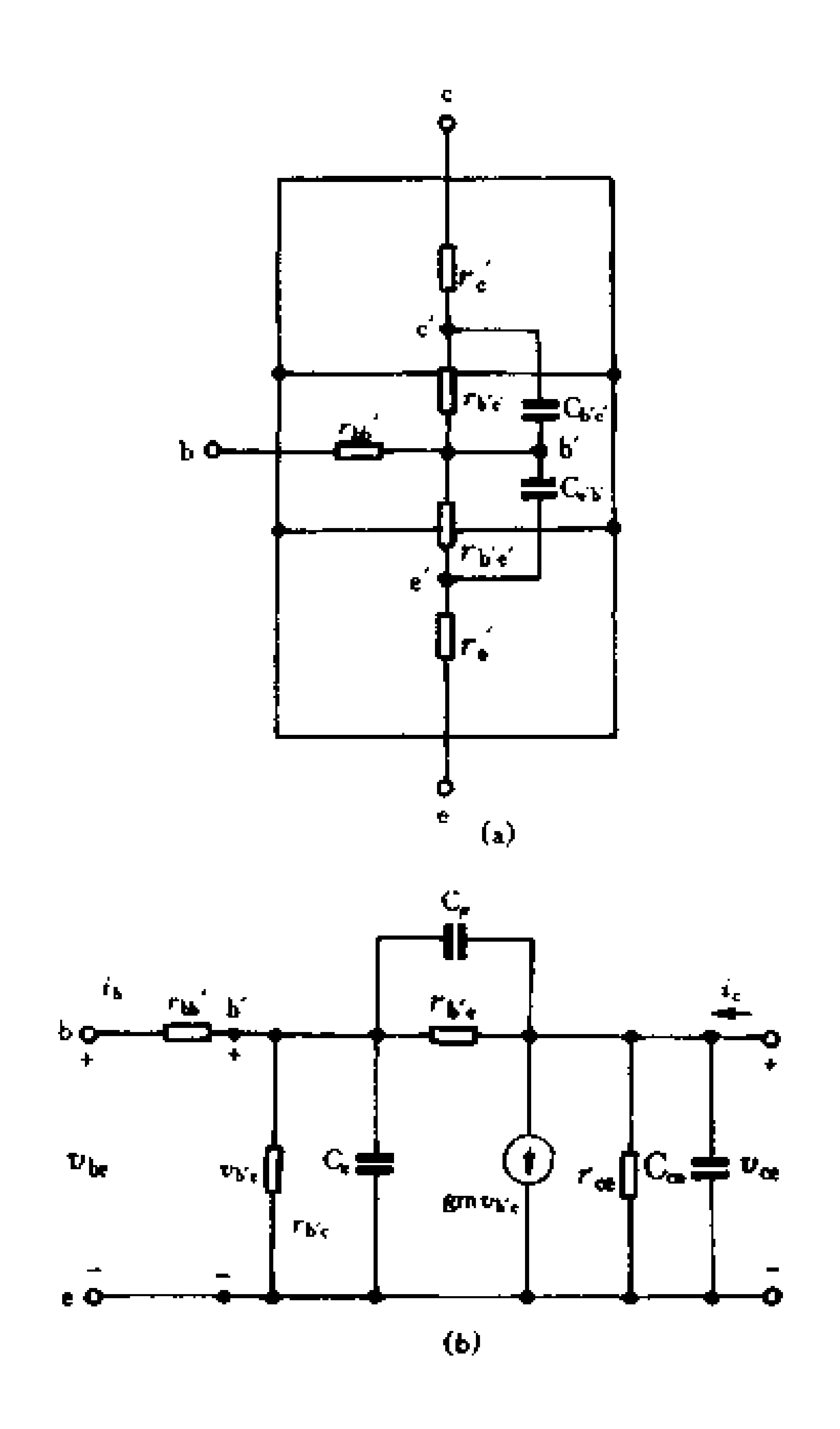


图 2－111　晶体管高频等效电路

$g_m v_{b'c}$，这是因为考虑了结电容的影响后，i_b 不仅仅包含流过 $r_{b'e}$的电流，还应包括流过结电容的电流，因此受控电流已不再与 i_b 成正比。根据理论分析，受控电流与基－射之间的电压成正比，故用跨导 g_m 来表示它们的控制关系。

下面对图 2－111 中各参数的意义说明如下：

(1) $r_{bb'}$——基区体电阻。$r_{bb'}$的值在 5Ω ~ 300Ω 范围，低频管偏高，常为 100Ω ~ 300Ω，高频管偏低。选管时，$r_{bb'}$的值应越小越好。

(2) $r_{b'e}$——发射结等效电阻。其值随发射极电流增加而减小，并随 β 值的增加而增大，其值为

$$r_{b'e} = \beta r_e$$

$$r_e = \frac{26(mV)}{I_{eQ}}$$

式中 r_e 为发射结电阻。$r_{b'e}$的典型值为 500Ω ~ 2000Ω。

(3)C_π——发射结电容。其大小与发射极电流成正比。对于 $I_{eQ} = 1mA$ 的小信号放大电路，$C_{b'e}$的典型值为 100pF。通常，$C_{b'e}$的大小在 10pF ~ 500pF 范围。$C_{b'e}$越小越好。

(4) r'_{bc}——集电结电阻。由于集电结在放大状态时处于反向偏置，所以 r'_{bc}较大，典型值为 2MΩ ~ 5MΩ。在近似计算时，可将 r'_{bc}忽略。

(5) C_μ——集电结电容。其大小随集电极电压的增加而减小。典型值为 0.5pF ~ 5pF。C'_{bc}是晶体管内部反馈元件，它的存在严重影响放大电路的性能及指标，应越小越好。

(6) $g_m v_{b'e}$——受控电流源。在高频时用它表征晶体管的电流放大作用。g_m 称为晶体管的跨导，其值为

$$g_m \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_{eQ}}{26(mV)} = \frac{\beta}{r_{b'e}}$$

$$g_m v_{be} \approx \frac{\beta}{r'_{be}} \cdot I_{bQ} \cdot r_{b'e} = \beta I_{bQ}$$

(7) r_{ce}——集 - 射间电阻。它表示集电极电压 v_{ce}对 i_c的影响，由晶体管输出特性曲线可见，由于各条曲线基本上与横轴平行，具有恒流特性，所以 r_{ce}值较大，其典型值为 10kΩ ~ 100kΩ。

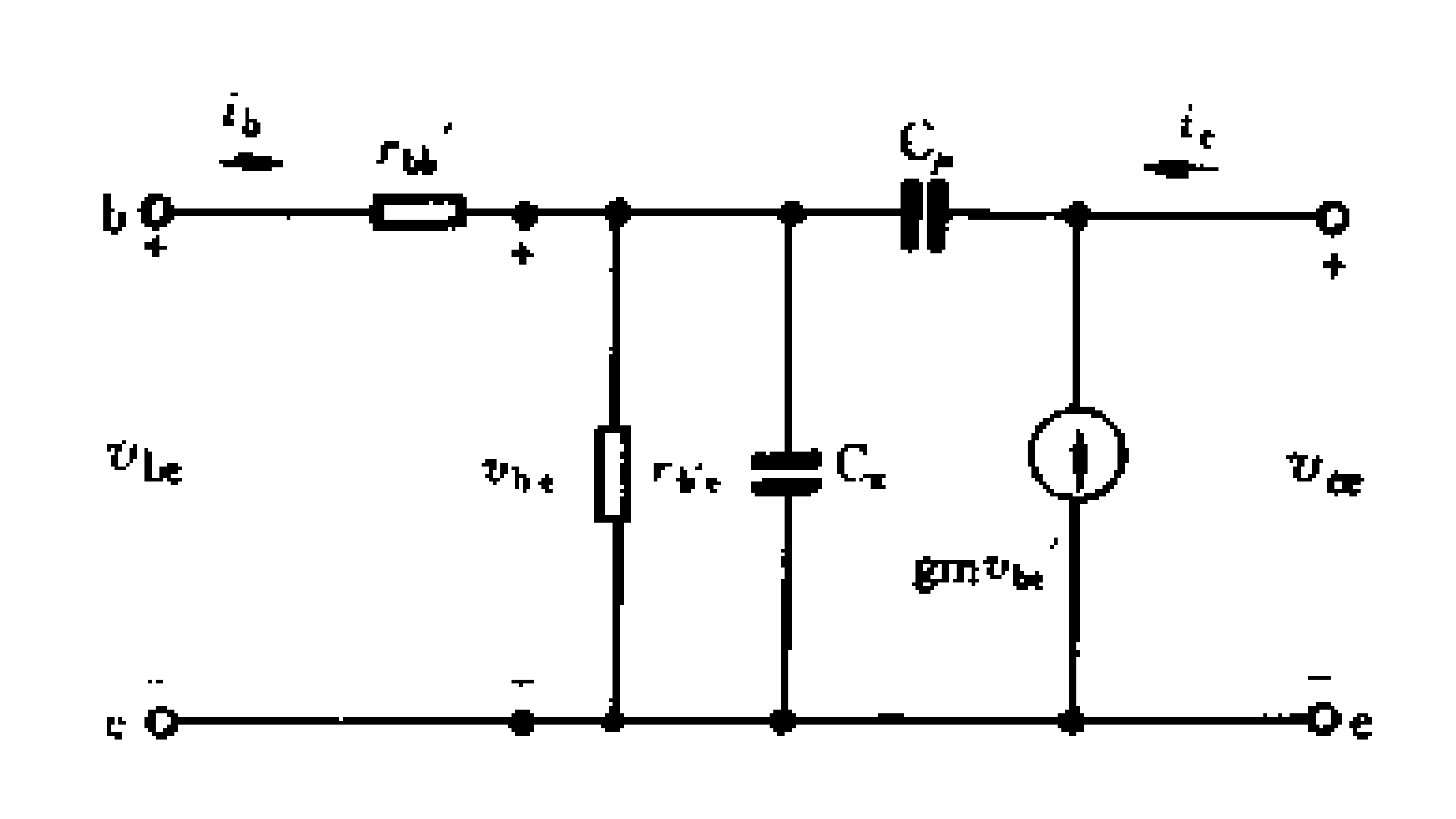
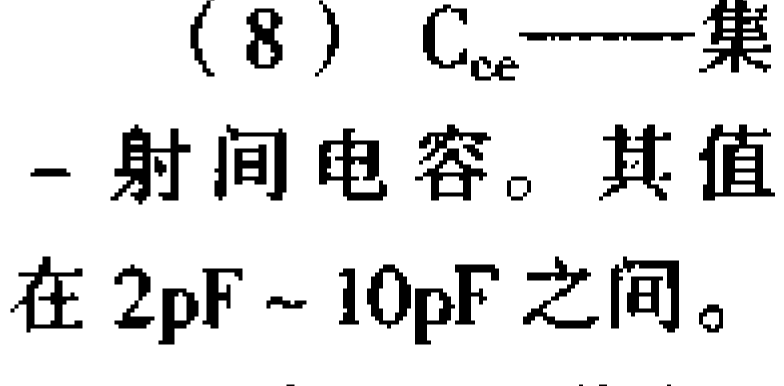


图 2－112　简化的混合 π 模型



（8）C_{ce}——集－射间电容。其值在 2pF～10pF 之间。

根据以上分析，在近似计算中允许将 r'_{bc}、r_{ce}、C_{ce}的作用忽略，得到图 2－112 所示的简化的高频等效电路，常称为简化的混合 π 模型。

在图 2－112 的晶体管混合 π 模型中，C_μ跨接在基-集之间，分析和计算比较复杂。为简化计算过程，可对模型作一些处理，根据密勒定理（本书不作推导），可将 C_μ的作用分别折合到输入回路和输出回路，如图 2－113。

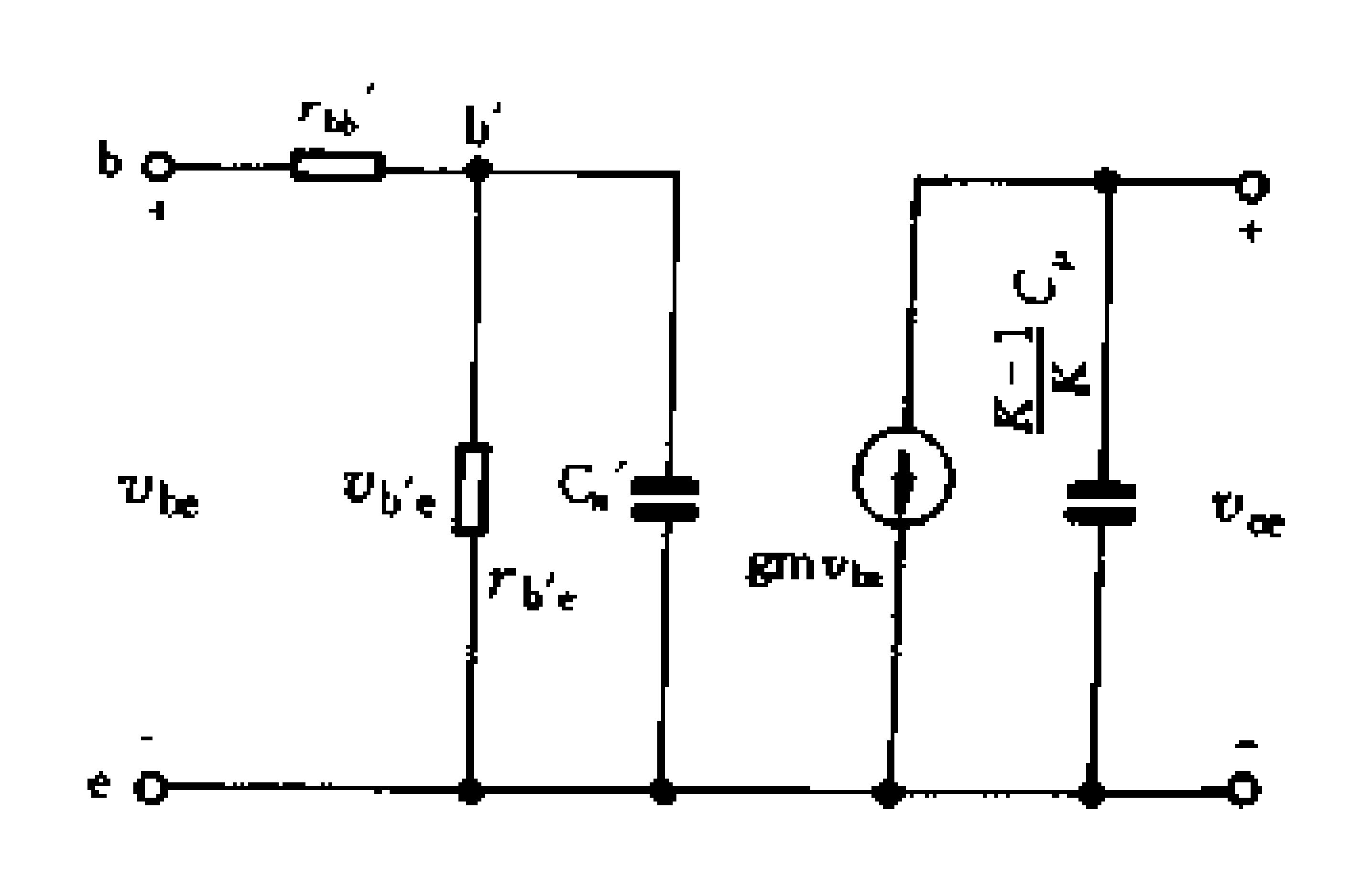


图 2－113　单向化混合 π 模型

设 $\frac{v_{ce}}{v_{b'e}} = -g_m \cdot R'_{fz} = K$，将 C_μ折合到 b'-e 之间为

$$C'_\mu = (1-K)C_\mu = C_\mu(1+g_m R'_{fz})$$

然后，将 C'_μ与 C_π并联后，输入回路中的电容为

$$C'_\pi = C_\pi + C'_\mu$$

C_μ折合到 c-e 之间为$\frac{K-1}{K}C_\mu$，其值很小，近似等于 C_μ，常可忽略。由此可以得到图 2－113 所示的单向化混合 π 模型，常用它

对高频放大电路进行分析与估算。

对混合 π 模型进行数学分析，可求出晶体管共发射极截止频率为

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi \cdot r'_{be} \cdot C'_\pi}$$

晶体管的特征频率为

$$f_T \approx \beta \cdot f_\beta \approx \frac{g_m}{2\pi \cdot C_\pi}$$

由上式即可根据手册中给出的 f_T值求出 C_π值来。C_μ的值可以从产品手册中查到。

二、用混合 π 模型分析单管高频共射放大电路

利用晶体管混合 π 模型可以分析高频放大电路。图 2-114(a)是阻容耦合单管放大电路，图 2-114(b)是它的交流通道。将晶体管用混合 π 模型取代，就得到该放大电路的高频等效电路，如图 2-115 所示。

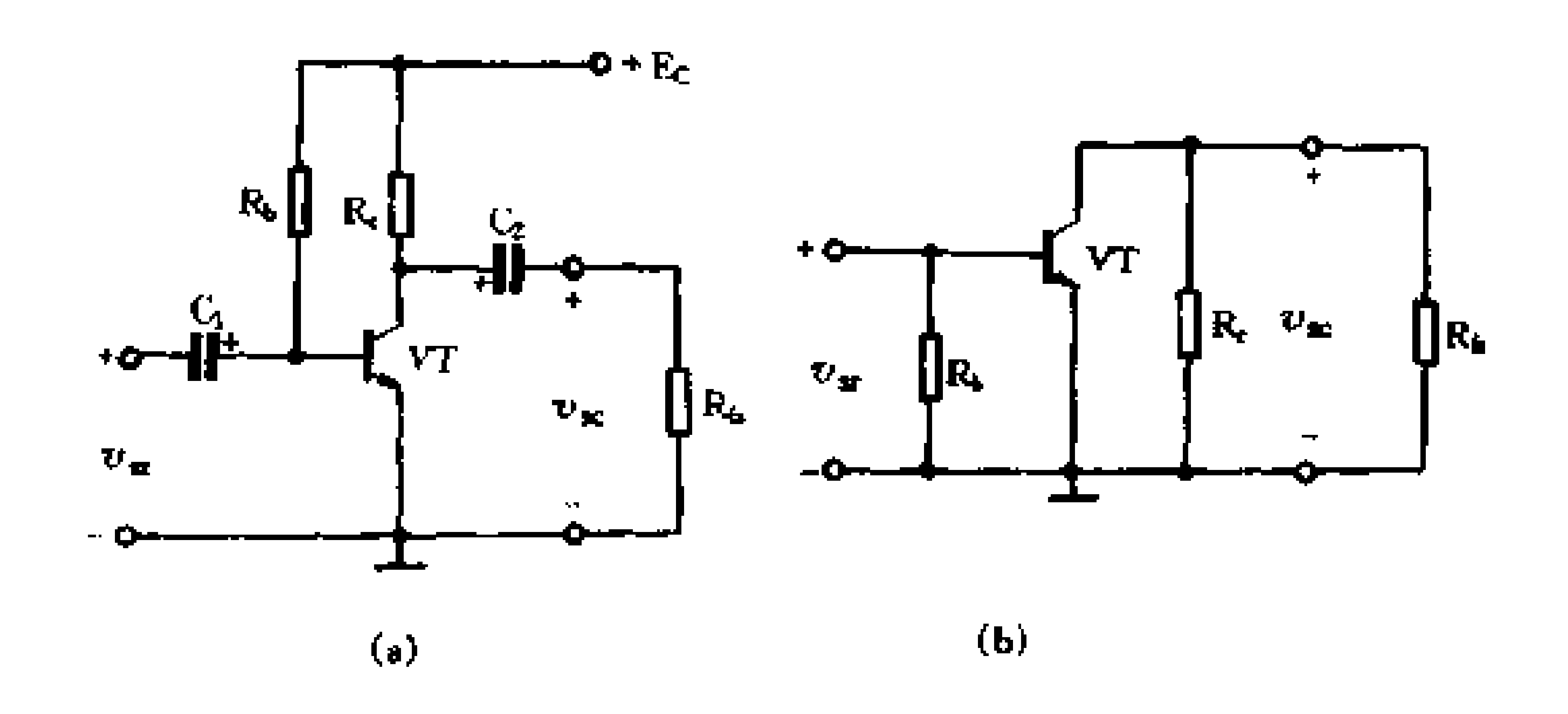


图 2-114　共射单管放大电路

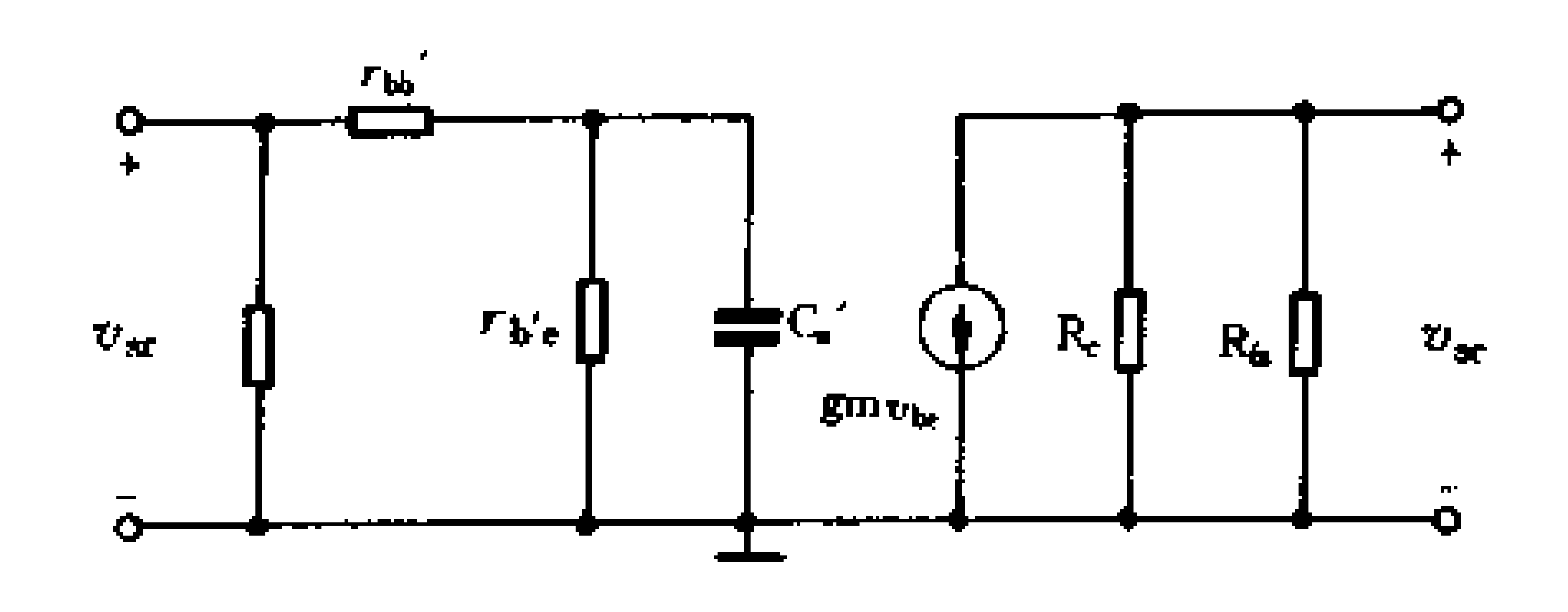


图 2-115 高频等效电路

大家知道，电容器的容抗是$\frac{1}{2\pi fC}$。信号频率越高，C'_{π}的容抗越小，使得 $v_{b'e}$的分压值越小，导致 v_{sc}变小，K_v下降。根据放大电路的频率响应曲线，在中频信号作用下，放大电路的电压放大倍数最高，用 K_{vm}表示。此时，$\frac{1}{2\pi fC'_{\pi}} \gg r'_{be}$，所以 C'_{π}可视为开路，从而可绘出中频等效电路，如图 2-116 所示。电路中不存在电抗元件，中频电压放大倍数与频率无关，即

$$K_{vm} = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{v'_{be}}{r_{sr}} \cdot \frac{v_{sc}}{v'_{be}}$$

$$= \frac{i_b r_{b'e}}{i_b(r_{bb'} + r_{b'e})} \cdot \frac{-g_m v_{b'e}(R_c \,/\!/\, R_{fz})}{v'_{be}}$$

$$= -\frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot g_m \cdot R'_{fz}$$

在高频时，需要考虑 C'_{π}对放大倍数的影响。高频电压放大倍数 K_{Vh}与放大电路的上限截止频率 f_H有关。根据理论推导

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H}$$

式中，τ_H是 C'_{π}所在回路的时间常数，即

$$\tau_H = (r_{bb'} \,/\!/\, r_{b'e}) \cdot C'_{\pi}$$

高频电压放大倍数 K_{Vh}可由下式算出

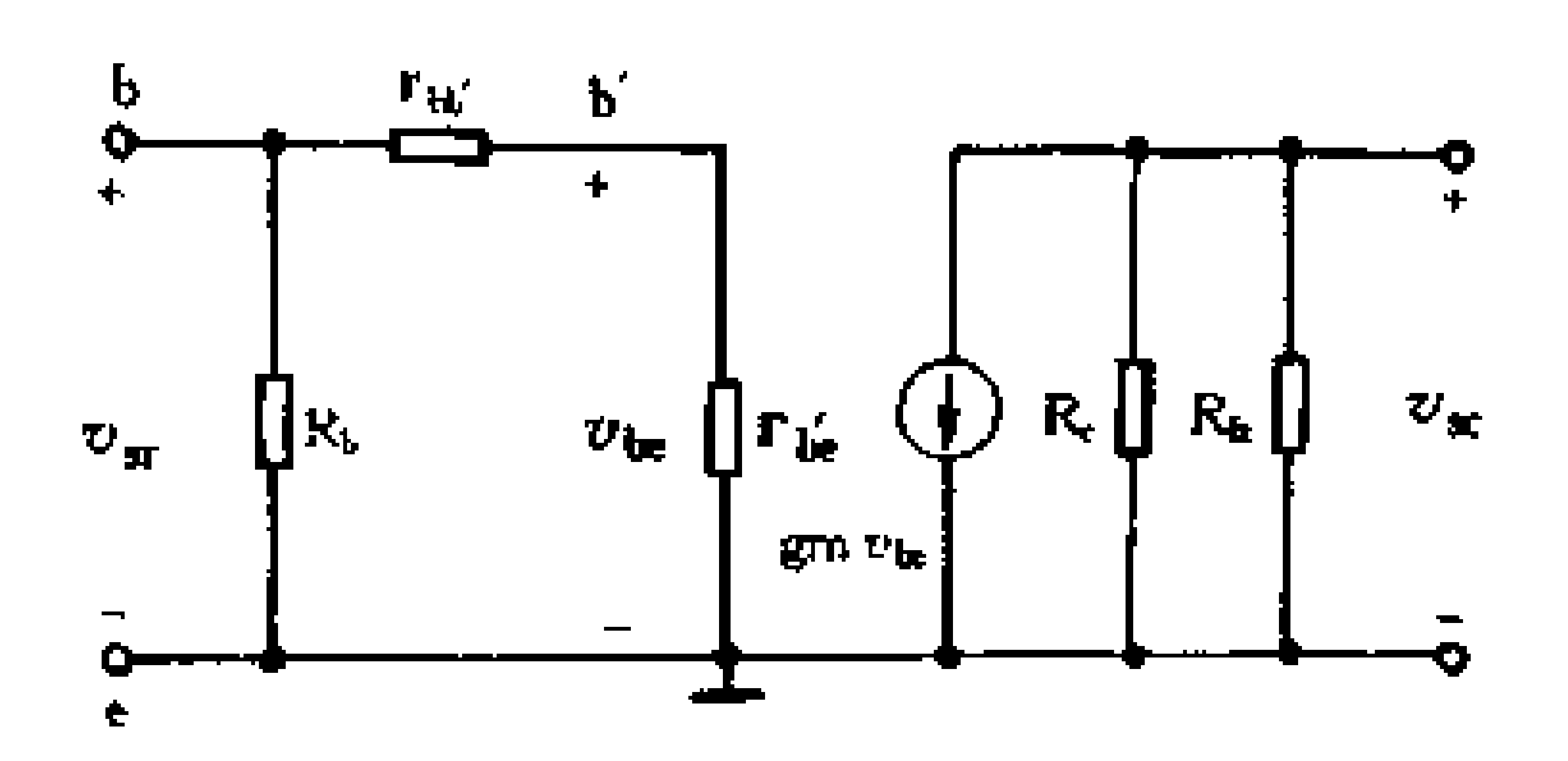


图 2-116 中频等效电路

$$K_{vh} = \frac{K_{vm}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}}$$

式中，f 是放大电路的信号频率。当 $f = f_H$时

$$K_{vh} = \frac{K_{vm}}{\sqrt{2}}$$

可以看出，信号频率 f 越高，电压放大倍数越低。由以上分析可知，为了改善高频响应，就要提高上限截止频率 f_H，就需要减小 C'_π所在回路的时间常数 τ_H，即选择 $r_{bb'}$ 小的晶体管。值得注意的是，提高 f_H会使 K_v下降，形成了带宽和增益的矛盾。根据理论分析，增益和带宽的乘积是一个常数，它是衡量放大电路质量的一项综合指标，其数学表达式为

$$|K_{vm} \cdot f_H| \approx \frac{1}{2\pi \cdot r_{bb'} \cdot C_\pi}$$

显然，放大电路的增益带宽积越大越好。当晶体管选定之后，增益带宽积也就大体

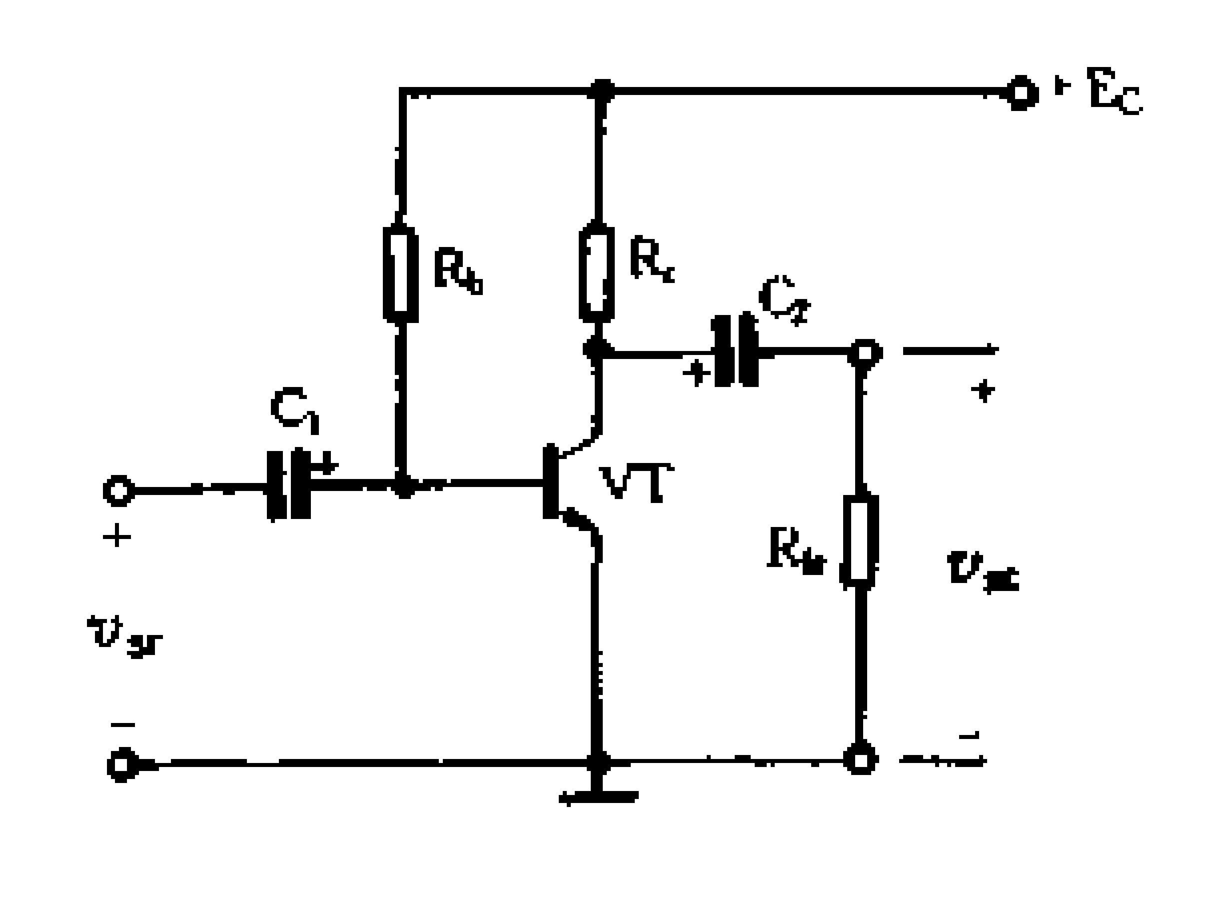


图 2-117 例题

上确定了。

[例题] 放大电路如图 2-117 所示。其中 $E_c = 12V$, $R_b = 280k\Omega$, $R_c = R_{fz} = 3.3k\Omega$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $\beta = 50$, $f_T = 100MHz$, $C_\mu = 0.5pF$。试计算 K_{vm}、f_H。

解:先计算静态工作点

$$I_{bQ} = \frac{E_c - V_{be}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} = 0.04(mA)$$

$$I_{cQ} = 50 \times 0.04 = 2(mA)$$

$$V_{ceQ} = 12 - 2 \times 3.3 = 5.4(V)$$

等效电路参数

$$r_{b'e} = (1 + \beta)\frac{26(mV)}{I_{eQ}} \approx \frac{51 \times 26}{2} = 650(\Omega)$$

$$g_m \approx \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{50}{650} \approx 0.077s(西门子)$$

$$C_\pi \approx \frac{\beta}{2\pi \cdot r_{b'e} \cdot f_T} = \frac{50}{2\pi \times 650 \times 10^6} \approx 122 \times 10^{-12}(F)$$

$$K = \frac{v_{ce}}{v_{b'e}} = -g_m \cdot R'_{fz} = -0.077 \times 1650 \approx -127$$

$$C'_\pi = C_\pi + (1 + \beta)C_\mu \approx 122 + 128 \times 5 = 762(pF)$$

中频电压放大倍数为

$$K_{Vm} = -\frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot g_m \cdot R'_{fz}$$

$$= \frac{-650}{100 + 650} \times 0.077 \times 1650 \approx -115$$

C'_π所在回路的等效电阻为

$$R' = r_{b'e} // r_{bb'} \approx \frac{650 \times 100}{650 + 100} \approx 87(\Omega)$$

$$\tau_H = R' \cdot C'_\pi \approx 6.6 \times 10^{-8}(s)$$

上限截止频率为

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H} = \frac{1}{2\pi \times 6.6 \times 10^{-8}} \approx 24 \times 10^5 (\text{Hz})$$

三、单调谐回路谐振放大电路

放大电路有宽频带和窄频带的区分。前面分析的各种放大电路以及将在第七章中介绍的差动放大电路、运算放大电路等都是不调谐的宽频带放大电路，其负载都是纯电阻，对各种频率的输入信号都呈现相同的阻值。收音机、扩音机、电视机中的声频放大电路就是宽频带放大电路，被放大的信号频率从几十赫到几十千赫，$f_H/f_L > 1000$。又如电视机中的视频放大电路，被放大的信号频率从直流到6MHz，其 f_H与 f_L之比就更大了。

这里将要介绍的调谐放大电路属于选频放大电路，被放大的信号频带很窄，即 $f_H/f_L \geqslant 1$。小信号调谐放大电路要放大的大多是已调高频信号，如普通收音机中的调幅信号、调频收音机中的调频信号等。中波广播的载频频率为 $f_o = 535\text{kHz} \sim 1605\text{kHz}$，调频广播则为 $f_o = 88\text{MHz} \sim 108\text{MHz}$。而声频（调制信号）频率是较低的，中波广播的声频调制信号的最高频率 $F_{max} \approx 4.5\text{kHz}$，调频广播则为 $f_{max} = 15\text{kHz}$。由此可知，调幅信号和调频信号都是窄频带信号。

单调谐放大电路的特点是采用LC调振回路作负载，通过电感耦合与下一级放大电路相连接。图2－118所示是共射极调谐放大电路的原理图。我们先来复习并联谐振回路的主要特性，再来分析小信号单调谐放大电路。

1. 并联调谐回路

并联调谐回路如图2－119所示。图中 v 为正弦交流信号源，当信号源的频率与LC并联谐振回路的固有谐振频率 f_o相

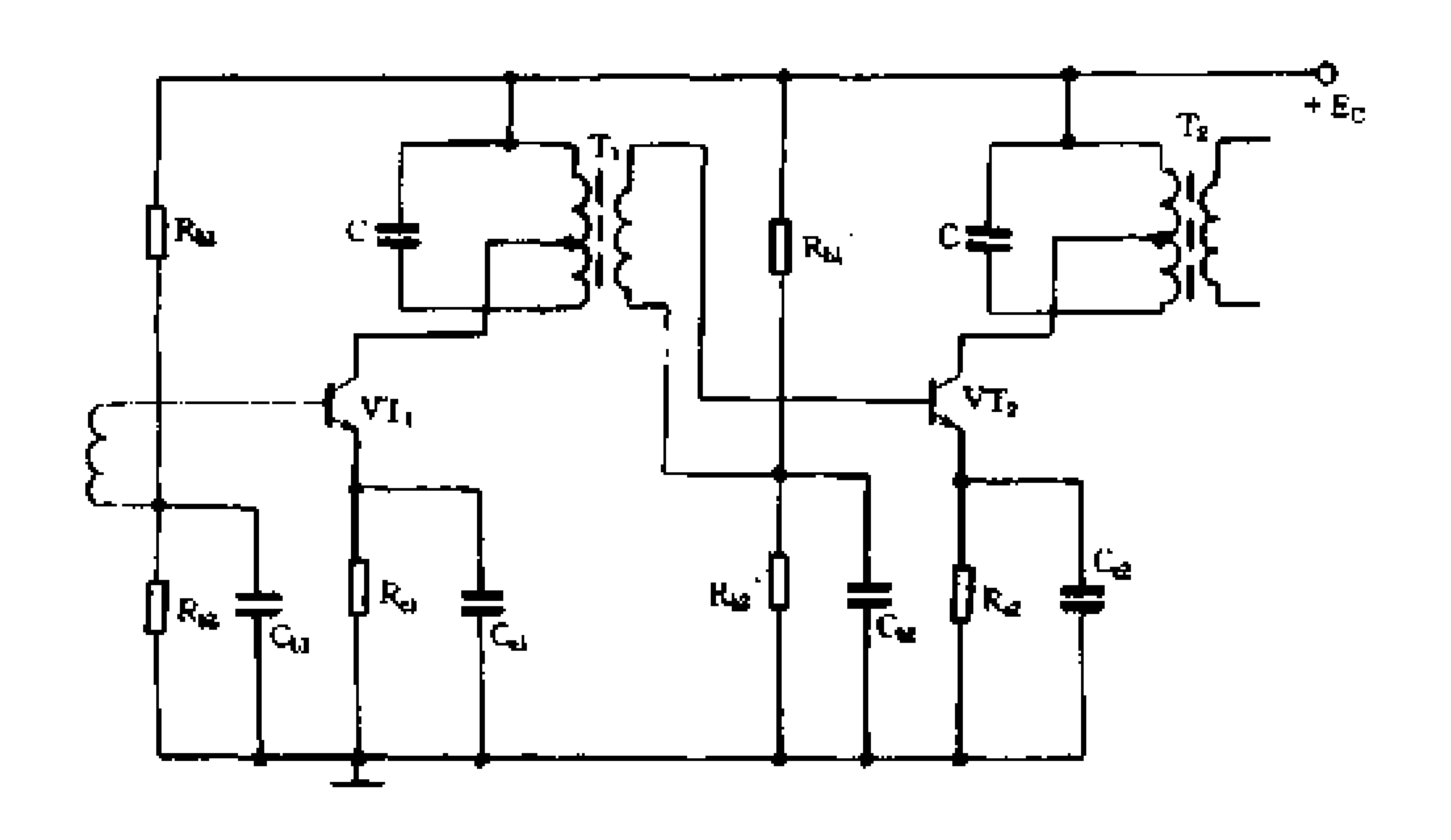


图 2－118　单调谐放大电路原理图

同时，回路发生并联谐振，这时，电感 L 的感抗与电容 C 的容抗相等，所以并联谐振的条件为

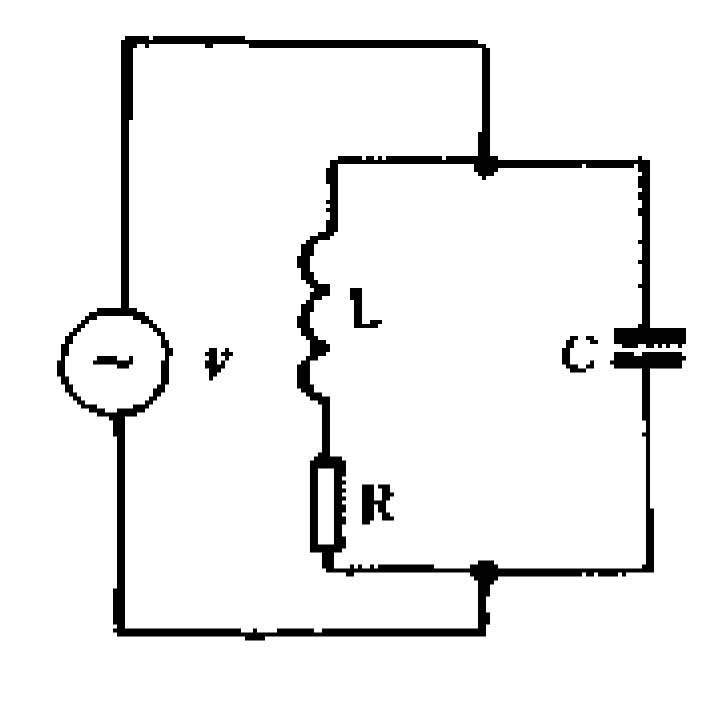


图 2－119　并联调谐回路

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

由此可知，回路的固有振荡频率 f_0 完全由回路参数 L 和 C 决定，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

谐振回路的品质因数 Q 值为

$$Q = \frac{R}{2\pi f_0 L} = R \cdot 2\pi f_0 C = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

回路的谐振阻抗为

$$Z_0 = Q \cdot 2\pi f_0 L = \frac{Q}{2\pi f_0 C} = \frac{L}{CR}$$

由上式可知，发生并联谐振时，并联谐振回路对信号源呈现的阻

抗 Z_0 是感抗或容抗的 Q 倍，且呈纯电阻性。Q 值与放大电路的增益，选择性和通频带宽度都有直接关系。回路的损耗电阻 R 越小，Q 值越高。回路的阻抗-频率特性与电流-频率特性示于图 2－120 中。

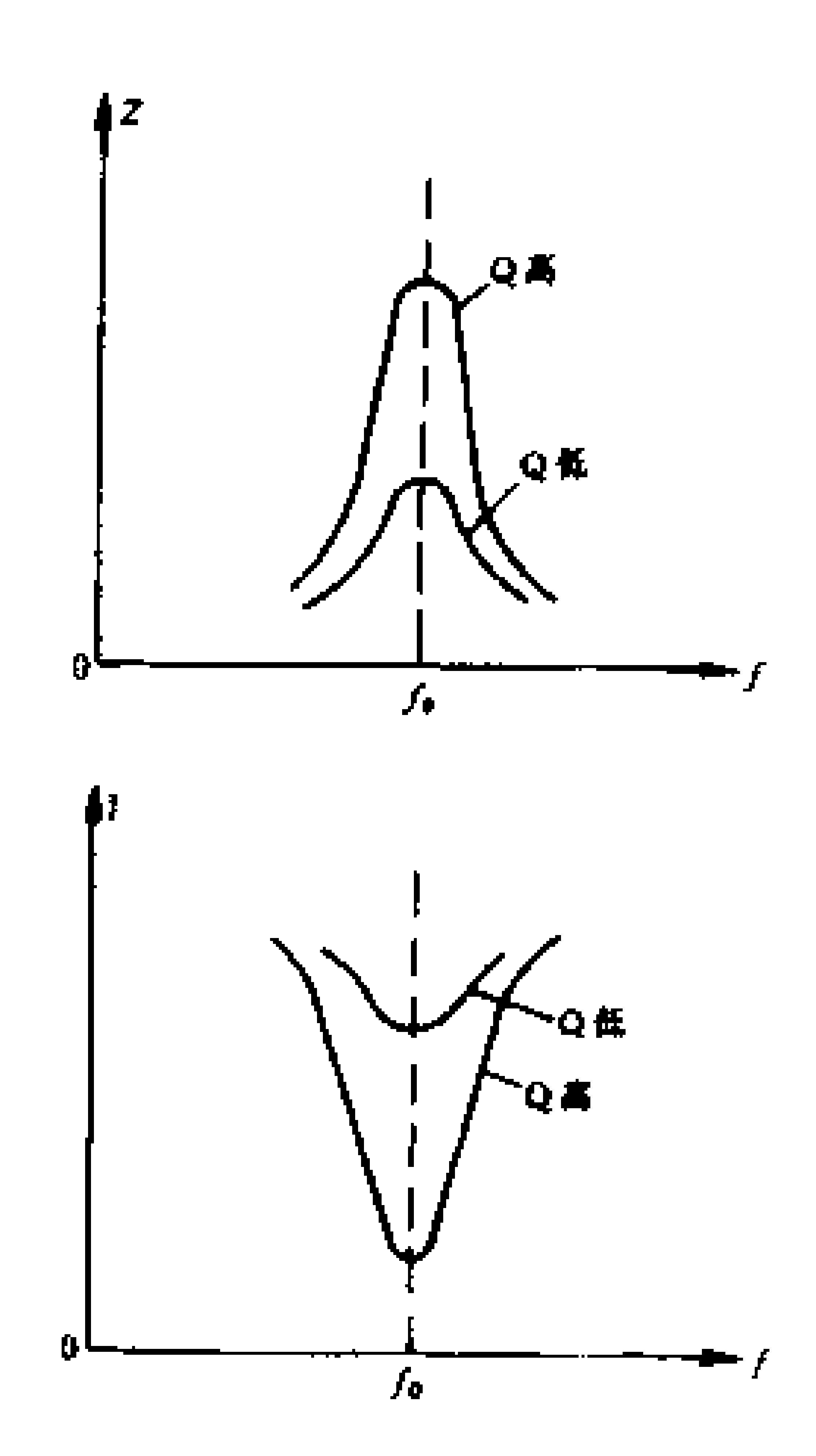
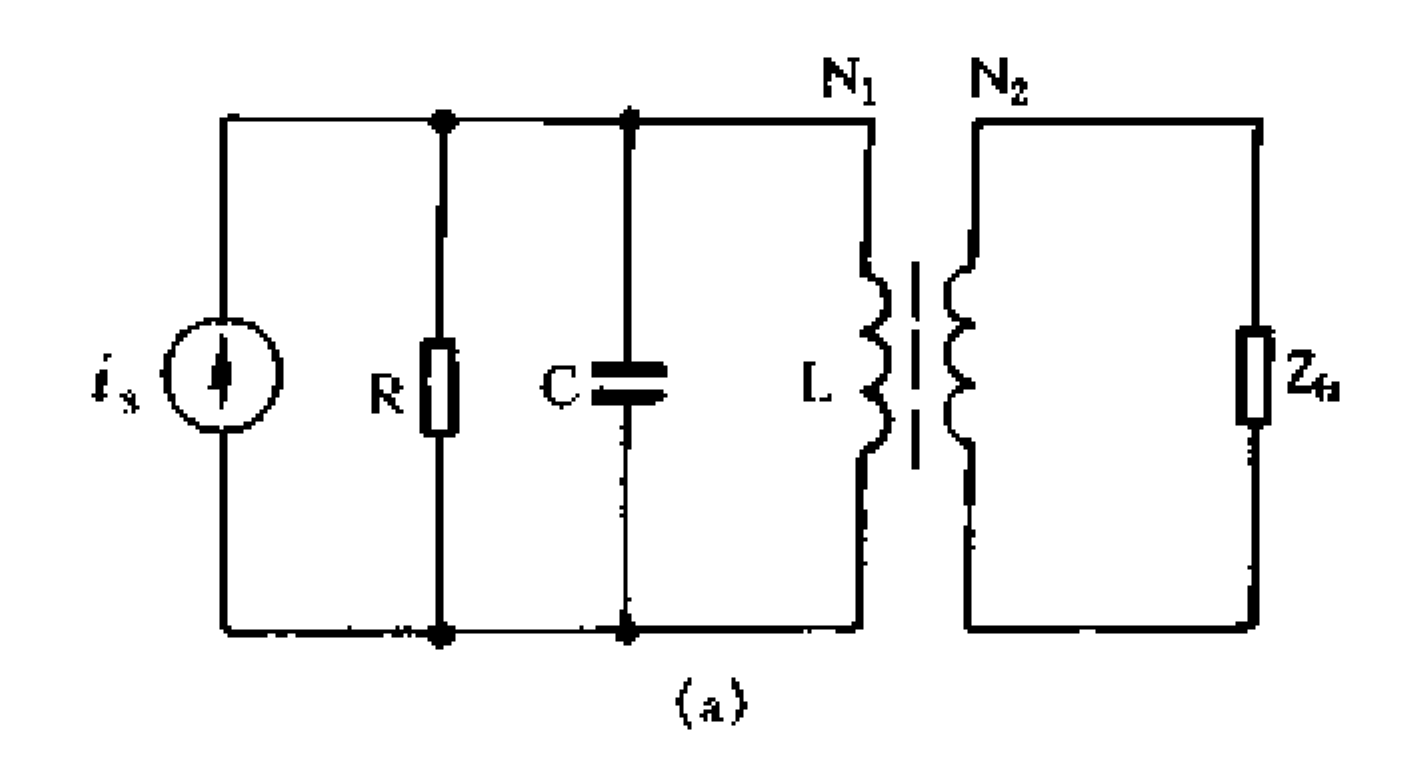


图 2－120 并联调谐回路谐振曲线

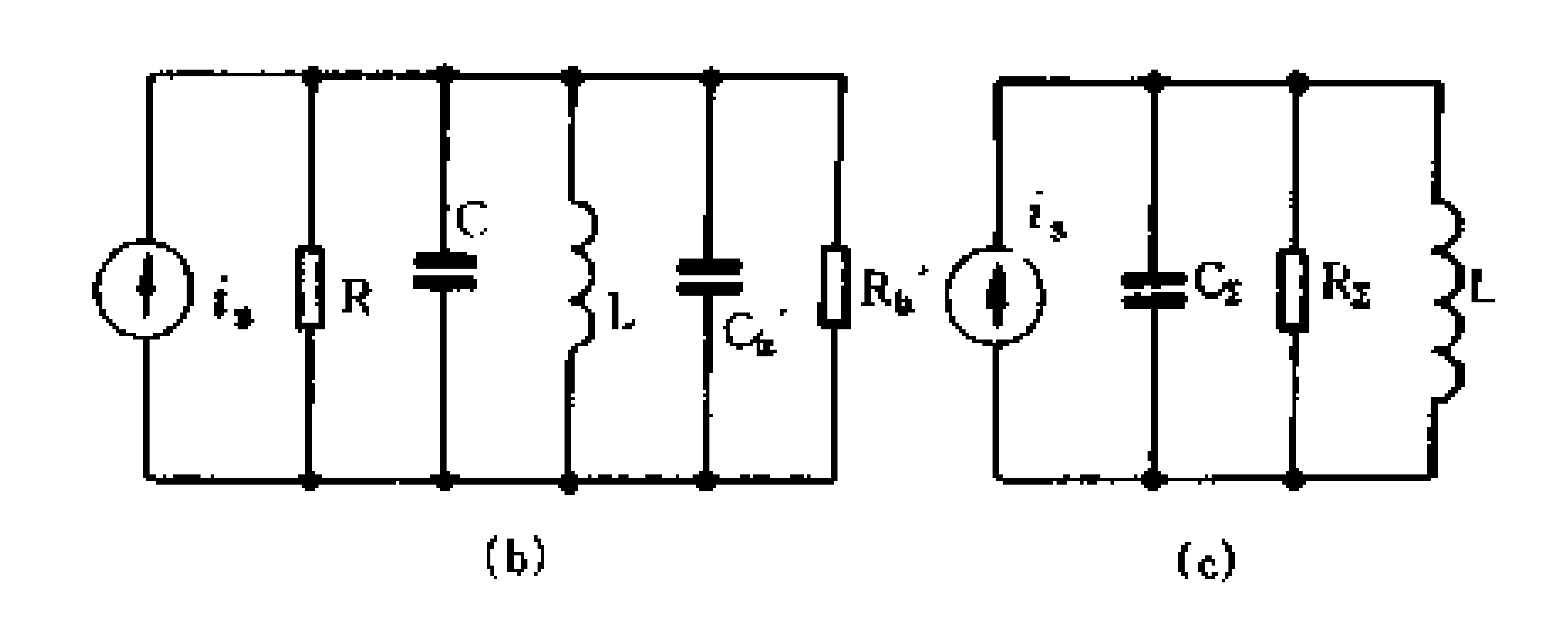
谐振回路的输入端要接信号源，输出端要接负载，信号源的阻抗和负载阻抗必然会对谐振回路产生影响，使回路的损耗加大，品质因数 Q 值减小，导致回路的选择性下降，通频带加宽，并会引起谐振频率发生变化。同时，谐振回路是要传输信号能量的，因此信号源内阻和负载电阻就有个匹配问题，匹配问题解决不好，负载上获得的功率就很小。为此，信号源和负载往往不是直接接到谐振回路上去，而是经过阻抗变换电路进行连接或耦合。

常用的阻抗变换电路有变压器耦合、自耦变压器耦合、电感抽头耦合等。变压器耦合阻抗变换电路应用最广，如收音机中频放大电路、电视机图像中频放大电路、伴音放大电路的负载回路大多采用这种变换电路。

图 2－121 所示是变压器耦合阻抗变换电路的原理图与等效电路图。分析的关键是将变压器次级回路等效到初级回路中去。设 C'_{fz}、R'_{fz} 是变压器次级负载 Z_{fz} 等效到初级回路的等效



(a)



(b) (c)

图 2-121 变压器耦合阻抗变换电路及其等效电路

电容和等效电阻，即

$$R'_{fz} = R_{fz}(\frac{N_1}{N_2})^2 = \frac{R_{fz}}{P^2}$$

$$C'_{fz} = C_{fz}(\frac{N_2}{N_1})^2 = C'_{fz}P^2$$

式中，$P = N_2/N_1$，称为接入系数或阻抗变换系数。通常，取 $P < 1$，则 $R'_{fz} > R_{fz}$、$C'_{fz} < C_{fz}$，这就减弱了负载 R_{fz}、C_{fz} 对谐振回路 Q 值及谐振频率 f_0 的影响。在图 2-121(c)的等效电路中

$$C_\Sigma = C + C'_{fz}$$

$$R_\Sigma = R // R'_{fz}$$

利用 C_Σ、R_Σ、L 即可计算并联谐振回路的各项指标。

[例题] 变压器耦合阻抗变换电路中，若 $N_1 = 100$ 匝，N_2

= 20 匝，C_{fz} = 60pF，R_{fz} = 2kΩ，则可算出

$$R'_{fz} = (\frac{N_1}{N_2})^2 R_{fz} = 50\text{k}\Omega$$

$$C'_{fz} = (\frac{N_2}{N_1})^2 C_{fz} = 2.4\text{pF}$$

由计算结果可见，$R'_{fz} \gg R_{fz}$，$C'_{fz} \ll C_{fz}$，大大地减弱了负载对回路的影响。

在晶体管谐振放大电路中，多采用具有中心抽头的自耦变压器耦合电路，如图 2 - 122(a)所示，图 2 - 122(b)是它的等效

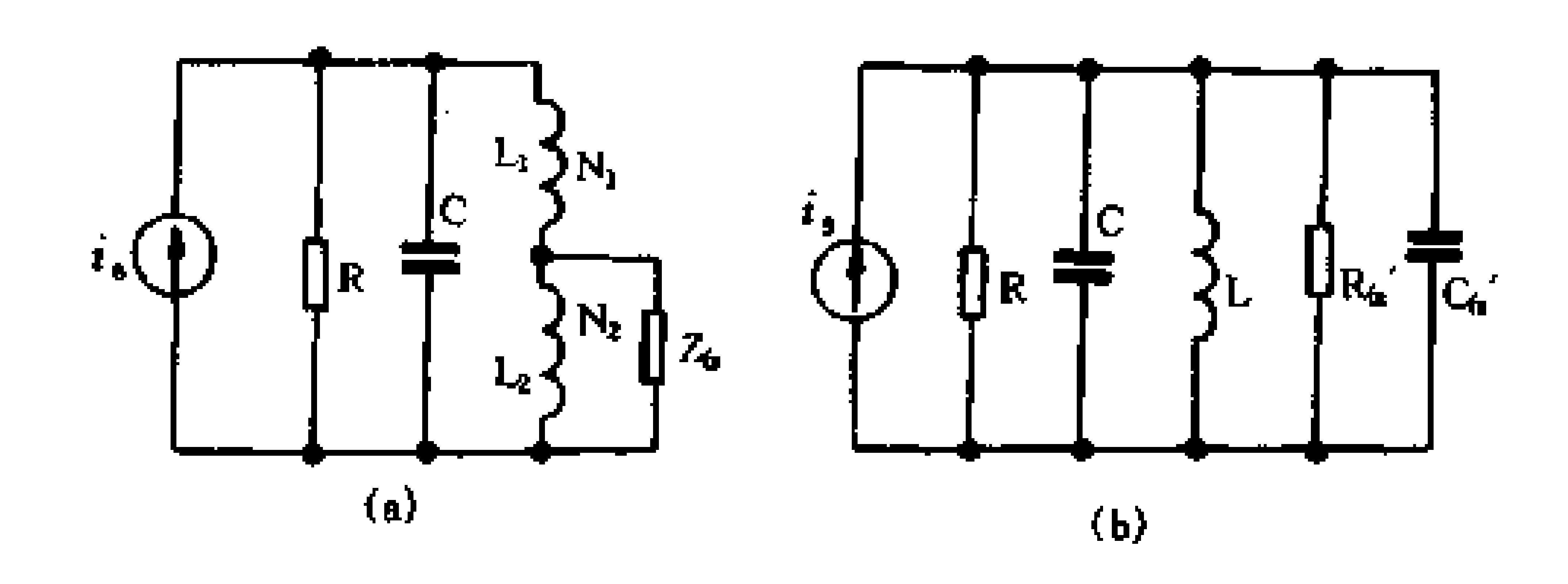


图 2 - 122　自耦变压器耦合电路

电路。自耦变压器耦合电路的分析方法与分析结果与上述变压器耦合电路完全相同，即

$$R'_{fz} = (\frac{N_1 + N_2}{N_2})^2 R_{fz} = \frac{R_{fz}}{P^2}$$

$$C'_{fz} = (\frac{N_2}{N_1 + N_2})^2 C_{fz} = P^2 C_{fz}$$

在小信号单调谐放大电路中，放大电路通过并联谐振回路将信号功率传送给负载，由于谐振回路本身总会具有一定的损耗电阻（包括电感线圈的电阻及为了扩展回路的通频带而并接的电阻），因此，信号通过谐振回路时必然会严重损耗，称之为插

入损耗。

图 2 - 123 示出了并联谐振回路插入损耗的原理图。图中 R 是回路总的损耗电阻。

谐振回路插入损耗的定义为

$$插入损耗 = \frac{回路有损时的输出功率}{回路无损时的输出功率} = \frac{P'_{sc}}{P_{sc}} < 1$$

经过理论推导得出

$$插入损耗 = [1 - \frac{Q}{Q_o}]^2$$

用分贝(dB)表示为

$$插入损耗 = 20\lg(1 - \frac{Q}{Q_o})$$

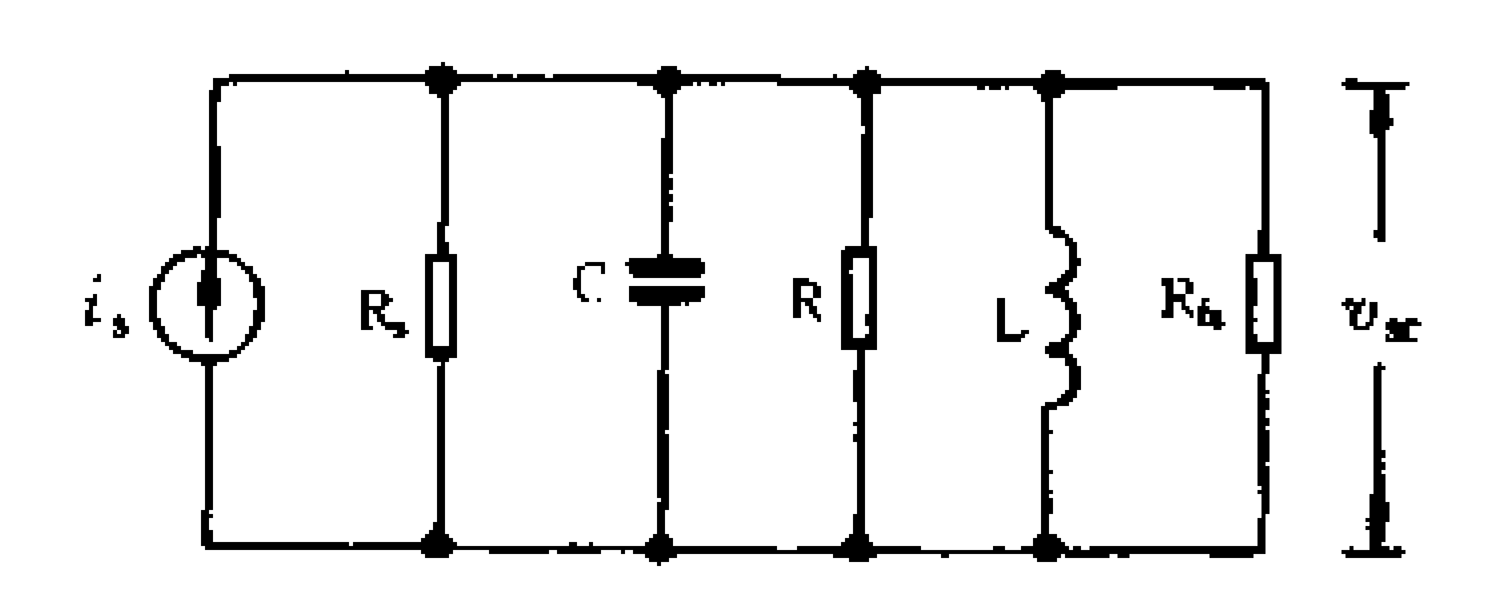


图 2 - 123 并联谐振回路的插入损耗

式中，Q 是 LC 回路接入电路以后的 Q 值，叫有载 Q 值；Q_o是 LC 回路未接入电路前的 Q 值，叫空载 Q 值。可见，Q 越小，插入损耗越大。

2. 小信号单调谐放大电路分析

放大电路以调谐回路作为集电极负载时，称为单调谐放大电路，其原理电路及高频等效电路如图 2 - 124 所示。分析单调谐放大电路，必须考虑晶体管的高频参数以及信号源阻抗和负载阻抗分别对放大电路输入、输出阻抗的影响，分析计算是相当复杂的。图 2 - 124(b)示出了单调谐放大电路的等效电路。图中 Y_{ie}是放大管输入阻抗的倒数，叫做输入导纳；Y_{fe}是放大管的正向传输导纳，它代表着管子的放大能力；Y_{oe}是放大管的输出导纳；g_o 是电感 L 的固有损耗电导；$g_o = \frac{1}{Q_o \cdot 2\pi f_o L}$；$Y_L$是放大电路的负载导纳。

为了对小信号调谐放大电路进行分析与计算，我们将图 2

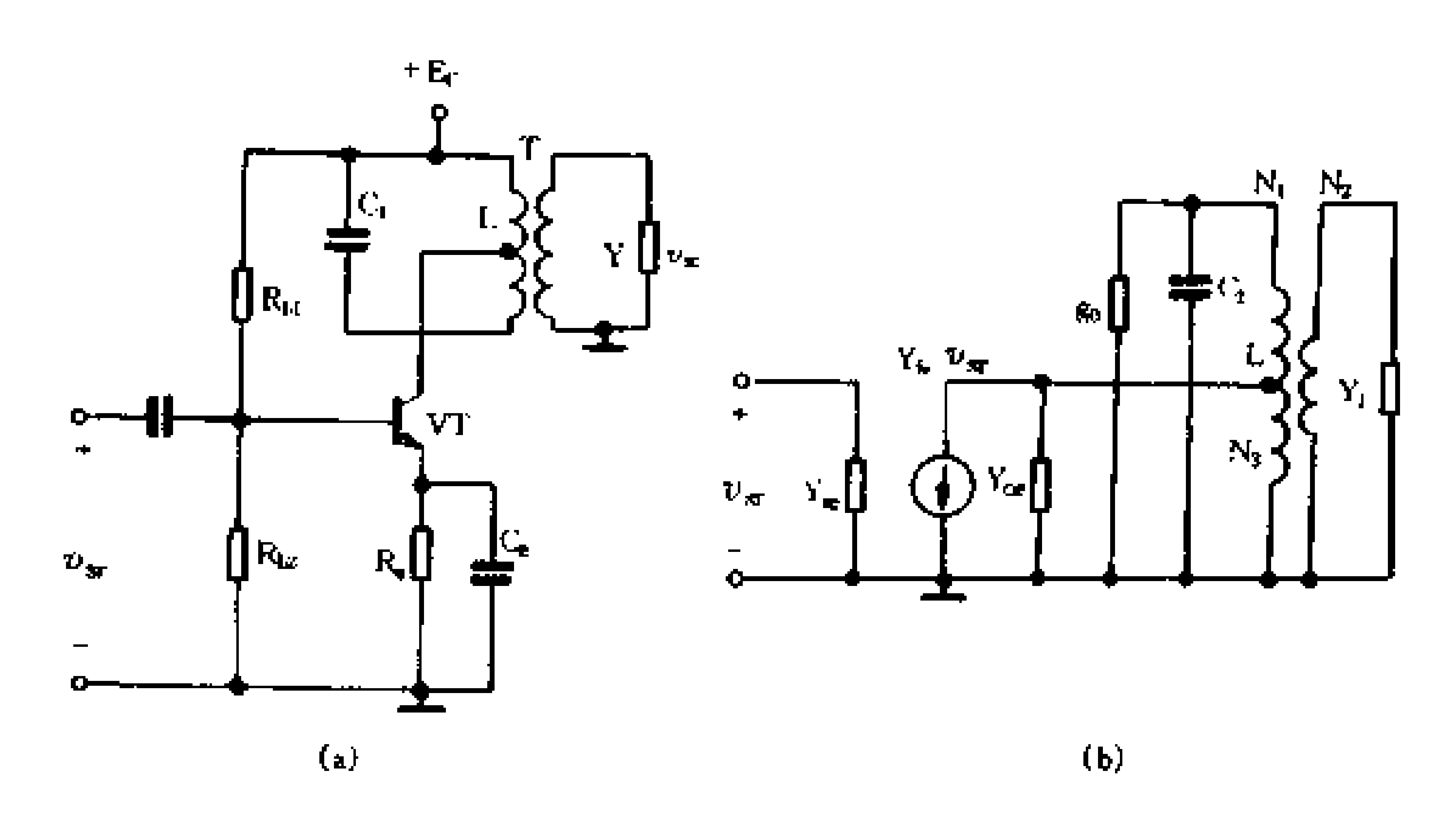


图 2 – 124　单调谐放大电路及其等效电路

– 124(b)的等效电路再作进一步的简化，成为图 2 – 125(a)的形式。图中已将放大管的输出参数 Y_{oe}、Y_{fe}、v_{sr}及负载导纳 Y_L折合到 LC 回路两端，然后再将各电导、电容按类合并。图中各项参数分别为

$$g = g_o + g_{oe}' + g'_L = g_o + P_2^2 g_{oe} + P_2^2 g_L$$

$R = \dfrac{1}{g}$——回路总电阻

$g_o = \dfrac{1}{Q_o \omega_o L}$为 L 的固有损耗电导，Q_o是 L 的品质因数

$C = C_1 + C'_{oe} + C'_{fz} = C_1 + P_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{fz}$

$P_1 = \dfrac{N_3}{N_1} < 1$，放大管对 LC 回路的接入系数

$P_2 = \dfrac{N_2}{N_1} < 1$，负载对 LC 回路的接入系数

$g_{oe}' = p_1^2 g_{oe}$，g_{oe}等效至 LC 回路两端的电导

$g_L' = p_2^2 g_L$，g_L 等效至 LC 回路两端的电导

$C_{oe}' = p_1^2 C_{oe}$，C_{oe}等效至 LC 回路两端的电容

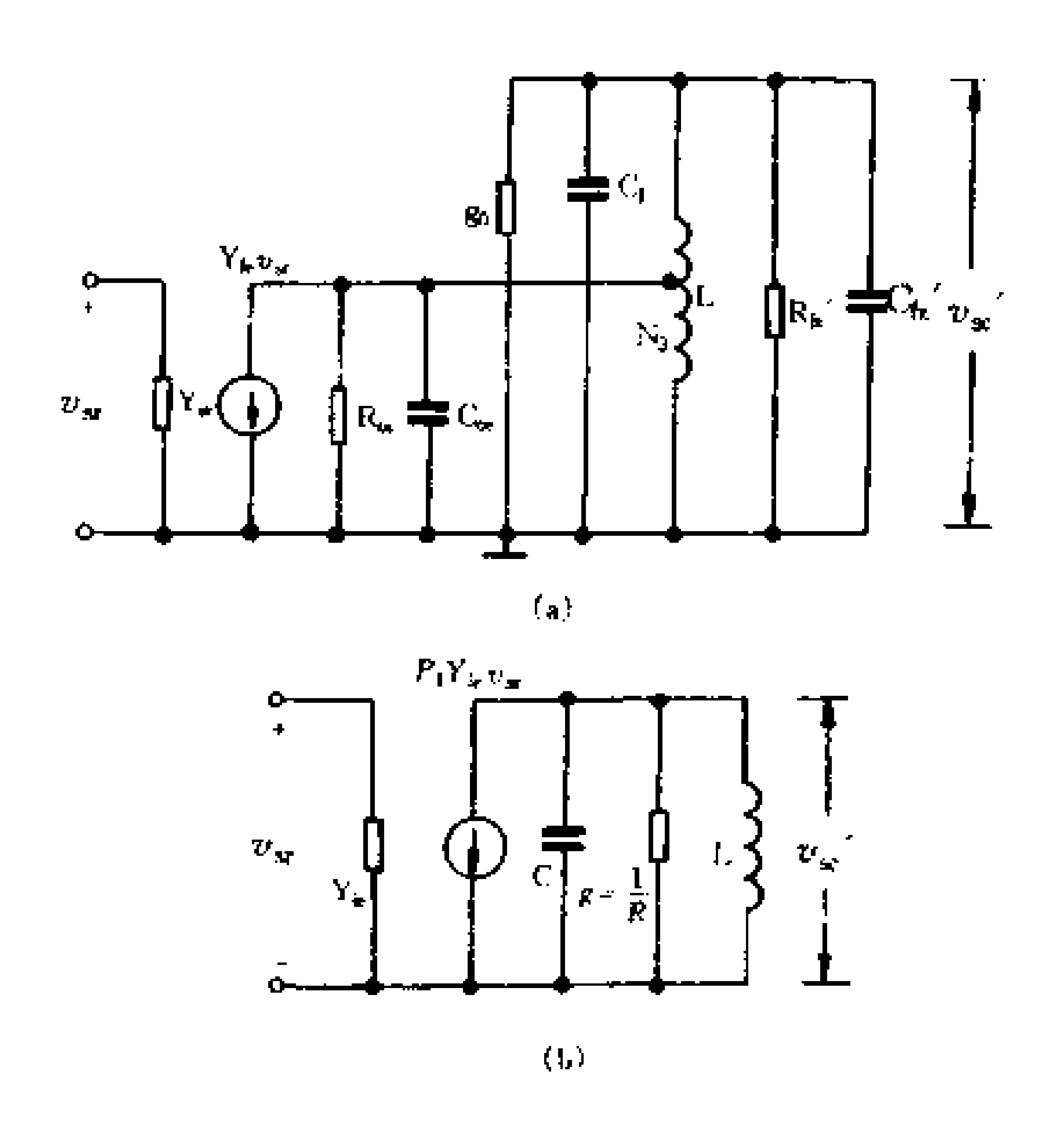


图 2 - 125　图 2 - 123(a)电路的简化等效电路

$C'_{fz}=p_2^2C_{fz}$，C_{fz}等效至 LC 回路两端的电容

$v_{sc}'=\dfrac{v_{sc}}{p_2}$，输出电压 v_{sc} 与 LC 回路两端的电压关系

$p_1Y_{fe}v_{sr}$，受控源 $Y_{fe}v_{sr}$ 等效至 LC 回路两端的值

图 2 - 125(b)所示的简化等效电路实质上是一个单调谐回路。通过等效电路的简化，可以把一个单调谐放大电路的计算化为 LC 单调谐回路的计算。各项指标的计算公式如下：

(1) 回路谐振频率

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(2) 放大电路的通频带

$$\beta = \frac{f_o}{Q}$$

$$Q = \frac{1}{g \cdot 2\pi f_o L} = \frac{2\pi f_o C}{g} = \frac{1}{g}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

(3) 放大电路的选择性

放大电路的选择性由 LC 回路选频能力决定。放大电路对任一频率的衰减值为

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta f}{f_o}\right)^2}}$$

式中，Δf 是信号偏离谐振频率 f_o 的差值。

(4) 谐振时的电压放大倍数

$$A_{vo} = \frac{v_{sc}}{v_{sr}} = \frac{p^2 v'_{sc}}{v_{sr}} = \frac{p_2 p_1 \mid Y_{fe} \mid v_{sr}}{g v_{sr}} = \frac{p_1 p_2 \mid Y_{fe} \mid}{g}$$

四、双调谐回路谐振放大电路

上述单调谐回路谐振放大电路的缺点是矩形系数、选择性和通频带难以兼顾。为此，在要求通频带宽、选择性好时，可采用双调谐回路谐振放大电路。

1. 双调谐回路

双调谐回路是由两个调谐回路组成的一个电路系统。常用的双调谐回路有下列三种形式，如图 2－126 所示。

图 2－126(a)所示是互感耦合双调谐回路。电感 L_1、L_2 之间是互感耦合，电路的工作频率较高，可达数百兆赫。缺点是调整比较麻烦。图 2－126(b)所示是电容耦合双调谐回路，电感 L_1、L_2 之间各自屏蔽，彼此间没有磁的联系。初级中的 g_1 和 C_1 可能包含信号源内阻抗的电导和电容；次级回路中的 g_2、C_2 包含负

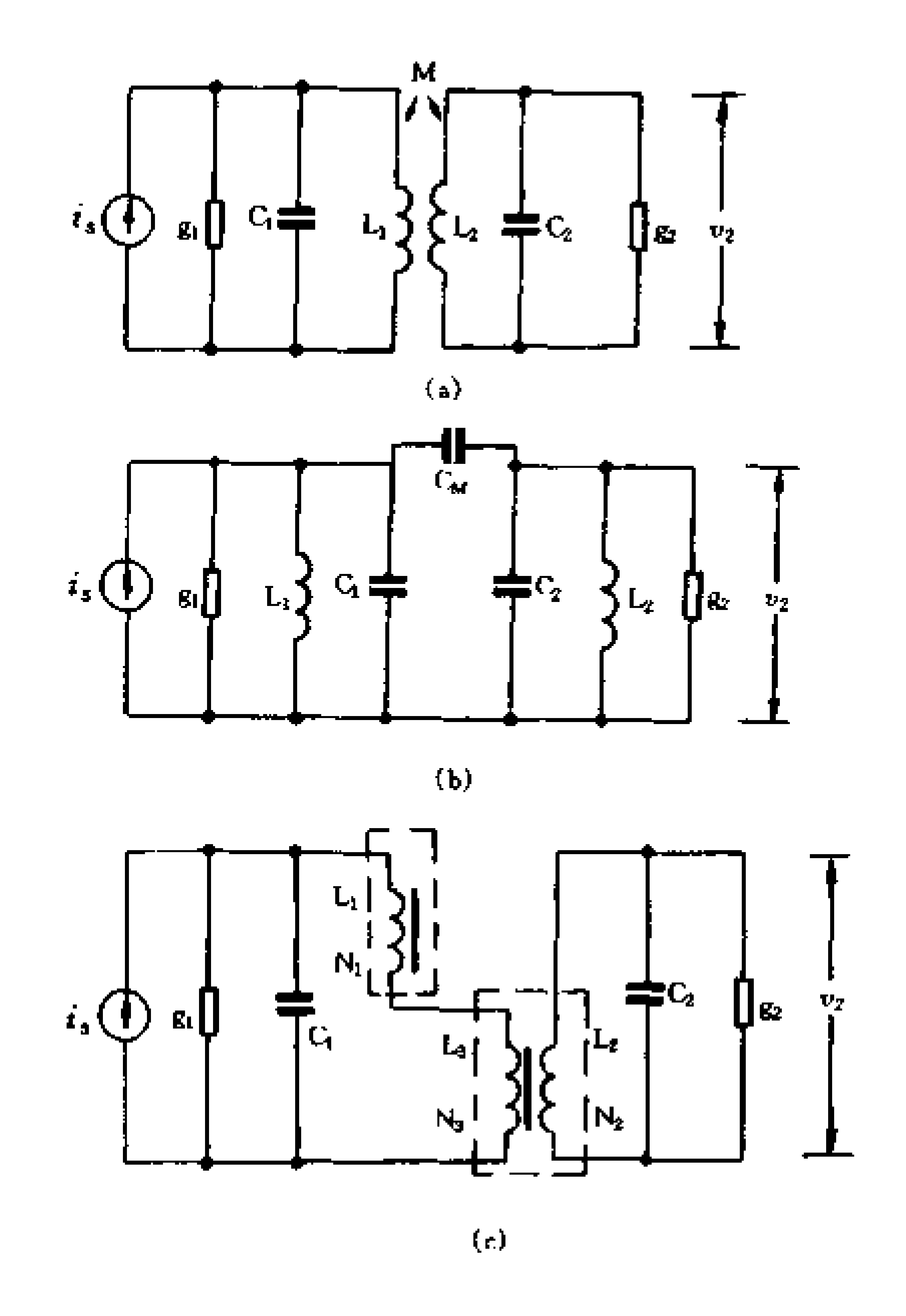


图 2-126　三种双调谐回路

载电导和电容。电容耦合双调谐回路电路较简单，调节也方便，但工作频率不高。图 2-126(c)所示是变压器耦合双调谐回路。L_1、L_2 是初、次级回路的电感，它们之间没有磁的耦合，而 L_2 与 L_3 之间有磁的耦合，可按理想变压器处理。由于 L_3 的匝数 N_3 比 L_1 的匝数 N_1 少得多，所以初、次级两个回路之间的耦合系数 K 仍比 1 小得多。电路的优点是调整方便，性能也很稳定。

双调谐回路的一个重要参数是耦合系数 K，它用来表示两个回路之间耦合程度，三种双调谐回路的 K 值分别为

互感耦合双调谐回路

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

式中，M 是 L_1、L_2的互感量，若初级、次级回路完全相同，则

$$K = \frac{M}{L}$$

电容耦合双调谐回路

$$K = \frac{C_M}{\sqrt{(C_1 + C_M)(C_2 + C_M)}}$$

若初级、次级回路完全相同，则

$$K = \frac{C_M}{C + C_M}$$

变压器耦合双调谐回路

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{N_3}{N_1}$$

在实际的双调谐回路中，耦合系数 K 的值约为 0.1～0.01 范围。

图 2－127 绘出了双调谐回路的频率特性曲线。耦合系数 K 与 Q 的乘积 KQ 用 η 表示，称为耦合因素。耦合因素 η 不同，双调谐回路的频率特性也不同；$\eta < 1$（即 $K < \frac{1}{Q}$）为弱耦合，谐振曲线为单峰，通频带窄，选择性差；$\eta = 1$ 称为临界耦合，谐振曲线为单峰，通频带较单调谐回路展宽了$\sqrt{2}$倍；$\eta > 1$ 属于强

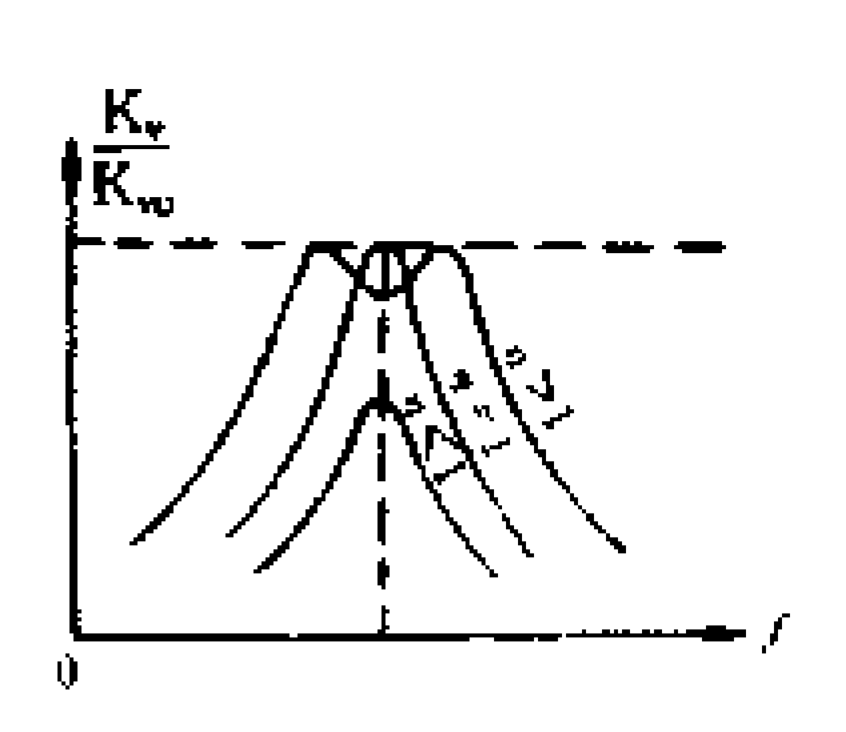


图 2－127　双回路频率特性

耦合，曲线有峰点和谷点（曲线为双峰形，中间有凹陷），通频带宽。

2. 双调谐放大电路分析

图 2－128 所示是电容耦合双调谐放大电路及其等效电路，

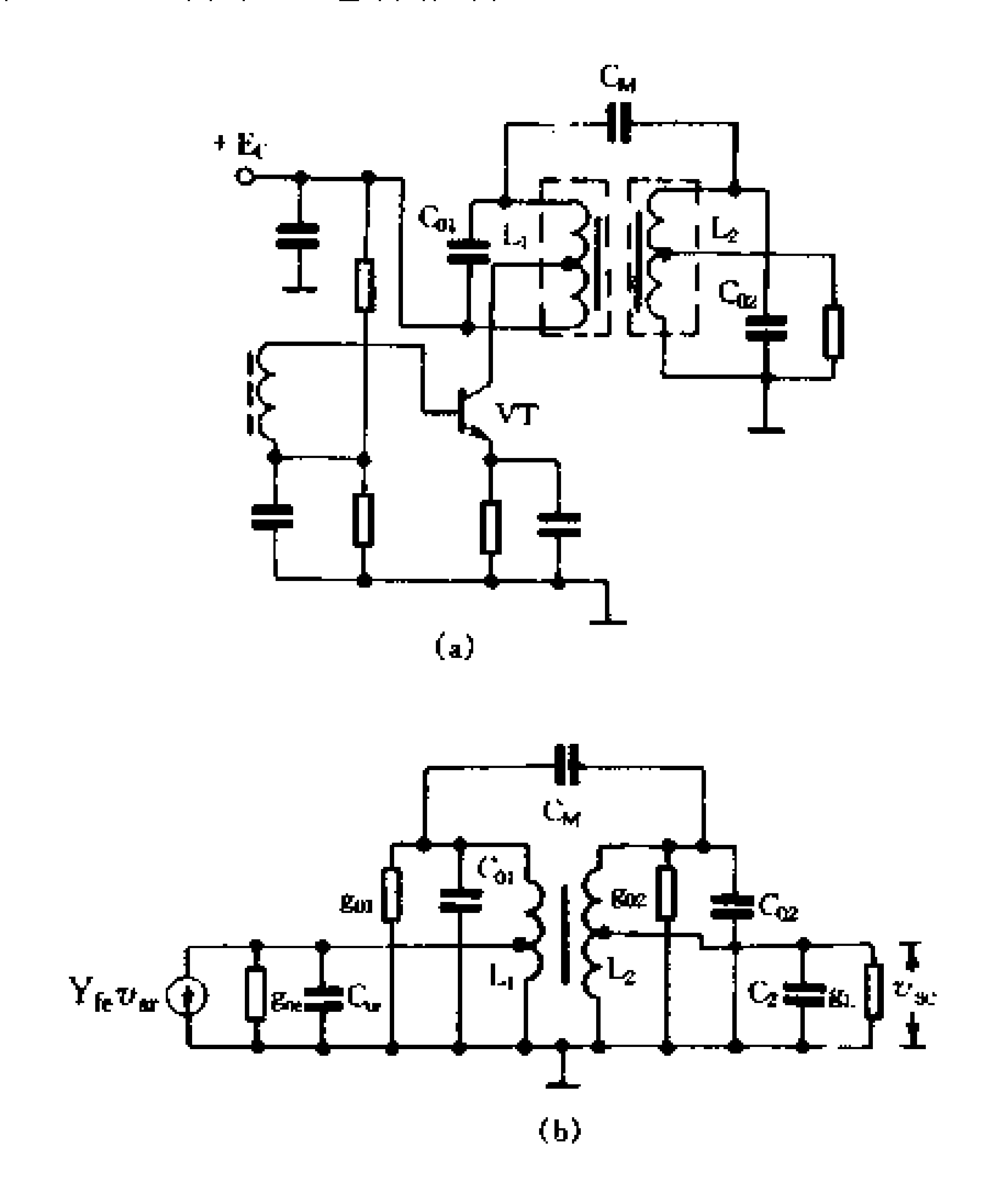


图 2－128　电容耦合双调谐放大电路

除了耦合回路外，其他部分与单调谐放大电路相同，仍可用分析单调谐放大电路的方法，将图 2－128(b)所示的等效电路中电导、电容项归类，绘出图 2－129 的简化等效电路，这是一个典型的双调谐回路。图中

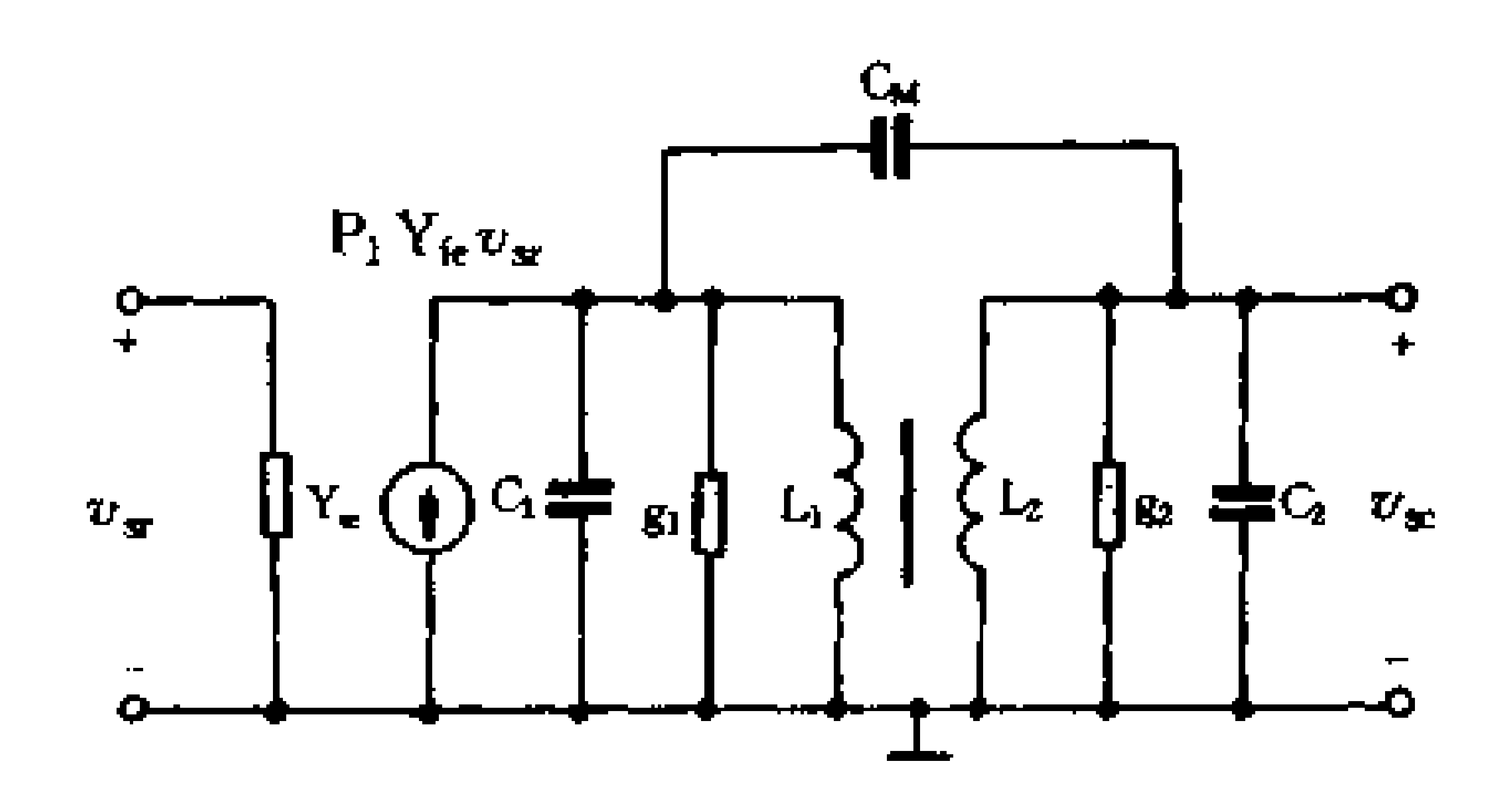


图 2-129 双调谐放大电路的简化等效电路

$$C_1 = C_{01} + p_1^2 C_{oe}$$

$$C_2 = C_{02} + p_2^2 C_{fe}$$

$$g_1 = g_{01} + p_1^2 g_{oe}$$

$$g_2 = g_{02} + p_2^2 g_{fe}$$

耦合系数为

$$K = \frac{C_M}{C_M + C}$$

双调谐放大电路临界耦合时的通频带为

$$B_{0.7} = \sqrt{2}\frac{f_o}{Q}$$

矩形系数 $K_{r0.1} = 3.16$

显然，双调谐放大电路的矩形系数比单调谐放大电路小得多，选择性好，谐振曲线更接近于矩形。

五、多级单谐调放大电路及参差调谐放大电路

无线电接收机的接收天线从空间接收的信号是很微弱的（多在微伏级），需要经过多级高频小信号放大电路的放大才能满足检波或鉴频对输入信号的要求。为此，我们将多级单调谐

放大电路的指标及计算公式进行简要的介绍。

1. 多级单调谐放大电路各项指标的计算

前面已经介绍过单级单调谐放大电路谐振时的电压增益为

$$K_{vo} = \frac{p_1 p_2 |Y_{fe}|}{g}$$

若各级单调谐放大电路的增益均相同,则 n 级放大电路谐振时的总增益为

$$(K_{Vo})_n = K_{vo}^n = [\frac{p_1 p_2 |Y_{fe}|}{g}]^n$$

总的通频带为

$$(B_{0.7})_n = \frac{f_0}{Q}\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

显然,级数 n 越多,总通频带越窄。$\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$叫 B 的压缩系数。

总的选择性为

$$(K_{r0.1})_n = \frac{\sqrt{100^{\frac{1}{n}} - 1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}}$$

为便于计算,表 2-2 列出了不同级数 N 时放大电路上述参数变化情况。

表 2-2　　不同 *N* 时 *B* 的压缩系数及通频带

项目 \ N	1	2	3	4	5	6
$\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$	1	0.64	0.51	0.43	0.39	0.35
$K_{0.1}$	9.95	4.68	3.74	3.83	3.19	3.07

［例题］ 某超外差式收音机有三级中放回路,中频频率为 $f_0 = 465$kHz,要通过频率为 9kHz 的调幅信号,问各级中频放大

电路的通带应为多宽？回路的 Q 值为多少？

解：查表 2－2，得三级放大电路的通带压缩系数为 0.51，题中要求的通带宽度为 9kHz，则可求得每级放大电路的带宽为

$$B_{0.7}=\frac{9}{0.51}\approx 18(\text{kHz})$$

回路的 Q 值为

$$Q=\frac{f_0}{B_{0.7}}=\frac{465}{18}\approx 25.8$$

2. 参差调谐放大电路

由以上分析可知，多级单调谐放大电路选择性好，增益高，调试简单，但通频带不宽。多级双调谐放大电路虽能克服这些缺点，但电路复杂，统调困难，稳定性也较差。下面介绍的参差调谐放大电路可以兼有上述多级调谐放大电路的优点，在电视接收机等设备中得到了广泛的应用。

所谓参差调谐，就是多级调谐放大电路中各级调谐回路的谐振频率参差不同，回路 Q 值各有高低，把它们组合起来即可获得所需要的通频带和选择性指标。

图 2－130 给出了双参差调谐放大电路的谐振曲线，两个放大电路分别调谐在 f_1、f_2上，合成的总曲线如图中虚线所示。

图 2－131 是三参差调谐放大电路的谐振曲线。第一级调谐在 f_1，即在比中心频率 f_0低的 $f_0-\Delta f$ 处；第二级调谐在中心频率 f_0处；第三级调谐在 f_2，即在比中心频率 f_0高的 $f_0+\Delta f$ 处。可以看出，第一、第三调谐回路的谐振曲线向左、右两边偏移，它们与第二调谐回路的曲线合成如图中虚线所示的频率特性曲线，通频带被大大展宽。

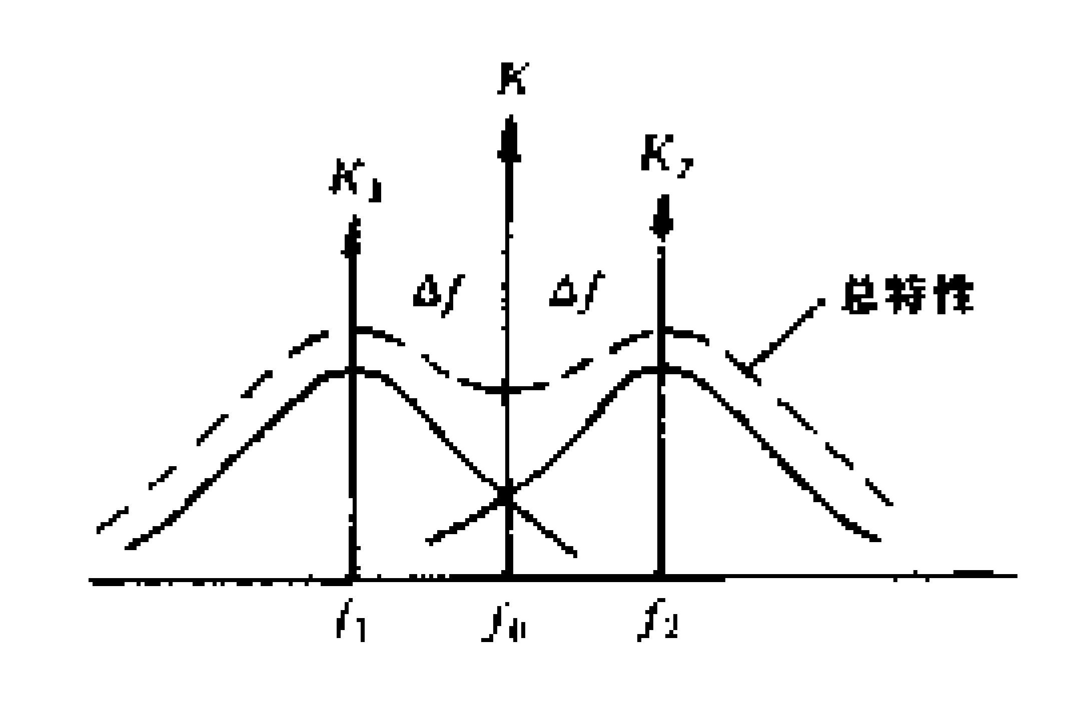


图 2 - 130　双调谐参差放大电路频率特性

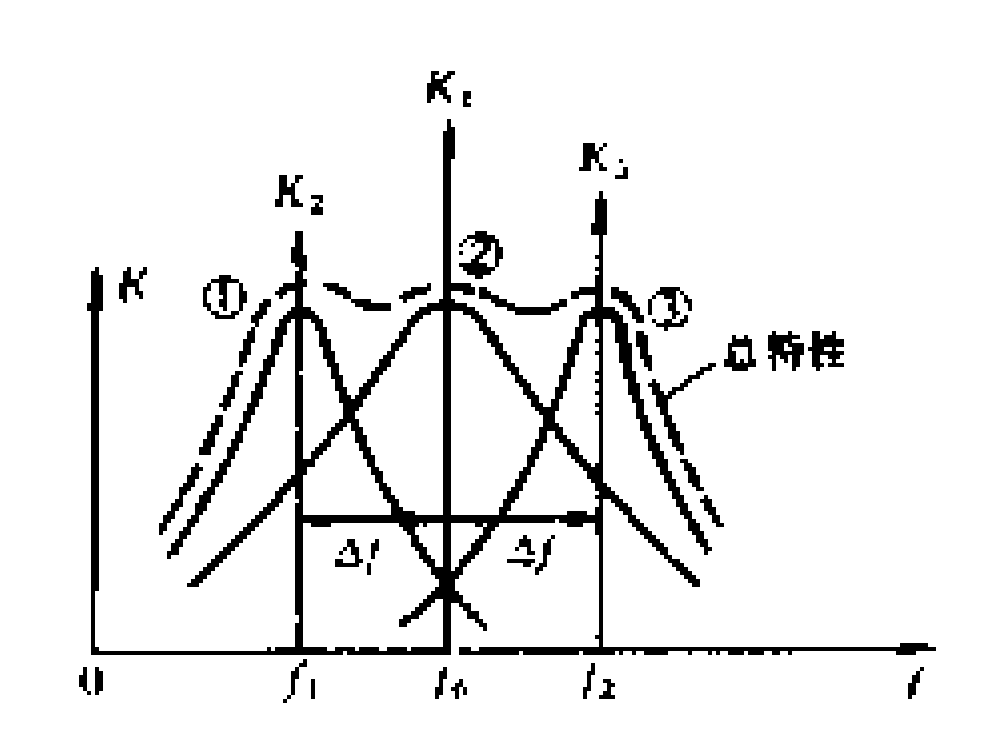


图 2 - 131　三调谐参差放大电路频率特性

六、小信号调谐放大电路的稳定性

小信号调谐放大电路工作不稳定的主要原因，一是电路工艺不合理，因分布参数、电磁耦合等因素引起电路出现自激振荡；二是晶体管集电结电容 C'_{bc}的存在，使放大了的输出电压反馈到输入端，如果反馈分量与输入信号相位相同，就会使放大电路变成自激振荡电路，即使不会产生自激，也会破坏放大电路的频率特性。

消除小信号调谐放大电路工作不稳定的措施，除了合理布线外，关键是设法克服晶体管的内反馈作用。最常用的办法就是采用"中和法"。

中和法是利用耦合变压器初级线圈两端相位相反的特点，图 2 - 132(a)所示的中频放大电路中，假定初级线圈 a 端的瞬时极性为(-)，则晶体管集电极端的瞬时极性为(+)，此时，L_1、L_2两端的电压 v_{cd}和 v_{ad}也是相位相反的。由图 2 - 132(b)可见，v_{ad}通过中和电容 C_N在输入回路中产生中和电流 I_N，v_{cd}通过 C'_{bc}在输入回路中产生内反馈电流 I_f，两者方向相反。如果 C_N选得合适，使 $I_f = I_N$，就达到抵消内部反馈电流的目的。

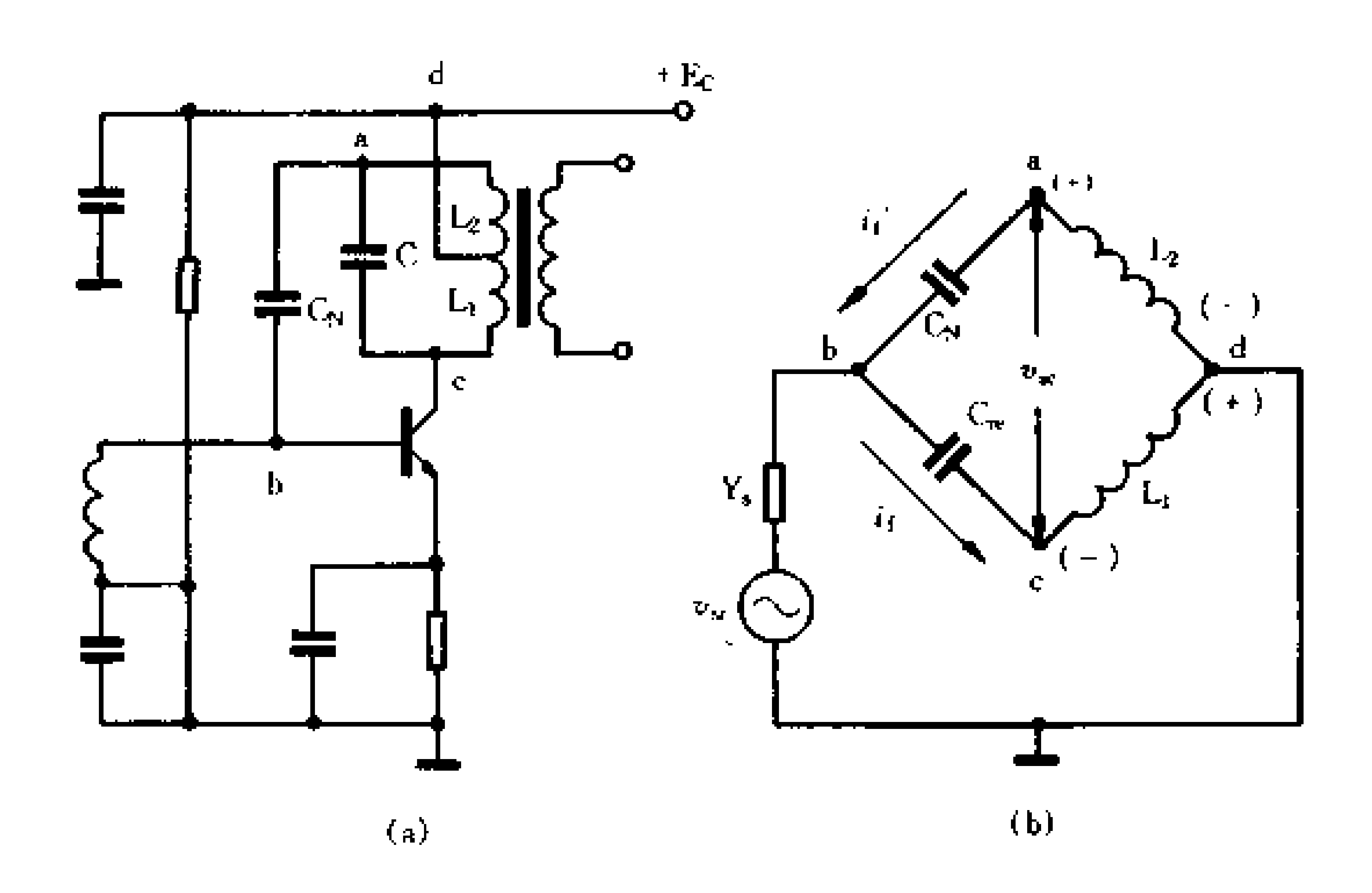


图 2-132 中和电路

第三章 电源电路

在电子电路、无线电装置和视听设备中，都需要使用直流电源作为能源。大家熟悉的干电池、蓄电池和硅光电池等，虽然可以直接供给直流电能，但这类电源的容量小、寿命短、不够经济，仅仅使用在便携和移动设备中。目前，普遍采用将电力网的交流电经过整流、滤波和稳压电路变换成恒稳的直流电，作为整机的直流电源。

本章从最简单的二极管整流电路谈起，比较详细地介绍桥式整流电路、无源和有源滤波电路、倍压整流电路、稳压电路、集成稳压器件以及开关型稳压电源的工作原理、分析方法和实用典型电路，使读者对现代电源电路能有较为全面的了解。

第一节 二极管整流电路

一、半波整流电路

利用半导体二极管(或真空二极管)的单方向导电特性，可以把方向交变的电流变换成单方向的脉动电流。以二极管为核心可以组成整流电路。最简单的整流电路如图 3－1 所示。电源变压器 T 把取自电力网的 220V 正弦交流电压变换成适用于负载所需的交流电压 v_2，二极管 VD 只允许 v_2 的负半周通过，

于是负载电阻 R_{fz}上所得到的是正弦交流电压 v_2的正半周，如图 3－2 的波形图所示，称之为半波脉动直流电压。

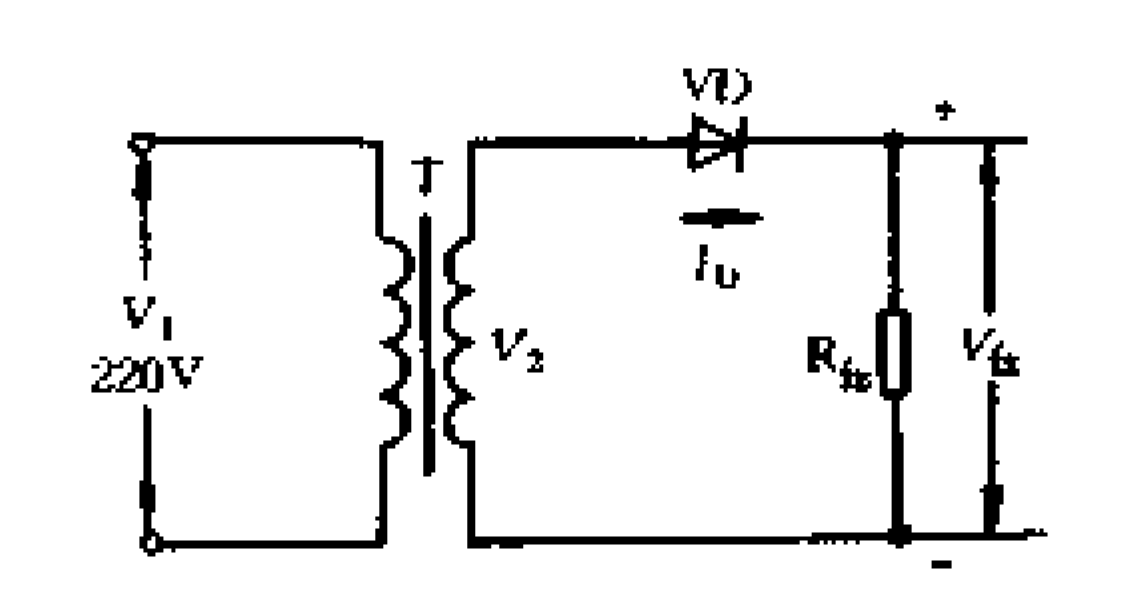


图 3－1　二极管半波整流电路

半波整流后获得的脉动直流电压和电流，虽然方向不变，但它的大小却在变化着，用直流电压表和电流表测得的电压值和电流值，是它们的平均值，分别用 V_{cp}和 I_{cp}表示。根据实验和数学推导都可以证明，正弦半波电压的平均值 V_{cp}与正弦电压有效值 V_2的关系为

$$V_{cp} = 0.45V_2$$

因此，半波整流电路中，负载上脉动直流电压的平均值为

$$V_{fz} = 0.45V_2$$

运用欧姆定律，可以算出流过负载的脉动电流的平均值为

$$I_{fz} = \frac{V_{fz}}{R_{fz}} = 0.45\frac{V_2}{R_{fz}}$$

由图 3－2 可以看出，当二极管不导通时，变压器次级电压全部加在二极管两端，此时二极管承受的反向电压(峰值)为

$$V_{DM} = \sqrt{2}V_2$$

半波整流电路虽然简单，但输出电压的脉动度很大，整流效率很低，所以在电子电路中应用很少。实用中大多采用下述全波整流电路和桥式整流电路。

二、全波整流电路

半波整流电路中，负载上只能得到正弦电压波形的一半，另一半白白舍弃掉了，所以整流效率很低。如果能把正弦交流电

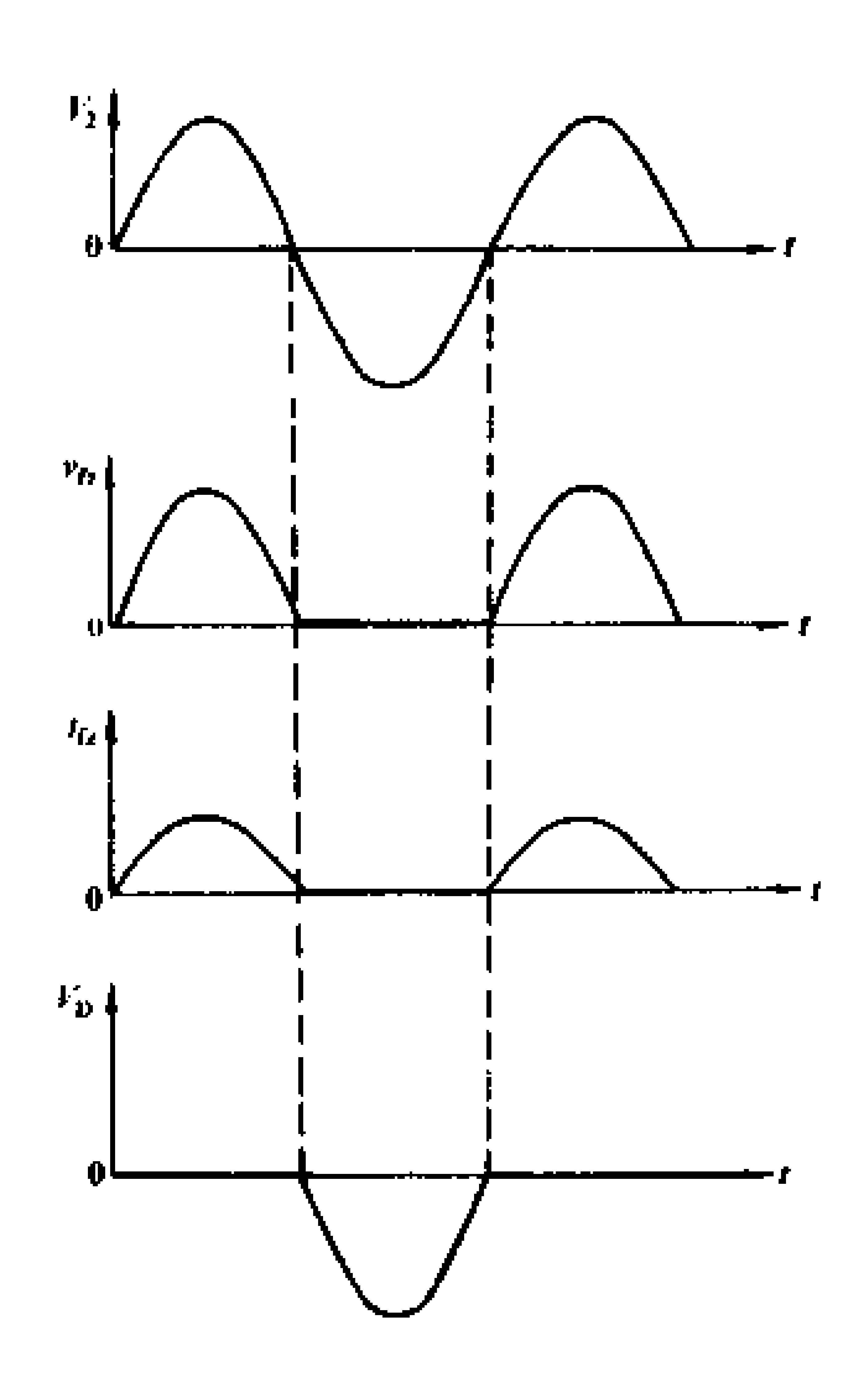


图 3－2　半波整流电路的波形

的正、负两个半波都利用起来，输出电压的脉动度会大大减小，整流效率也将得到显著提高。图 3－3 所示的变压器次级有中心抽头式全波整流电路就是实现这一设想的实用电路。从电路结构上看，它相当于两个半波整流电路的组合。

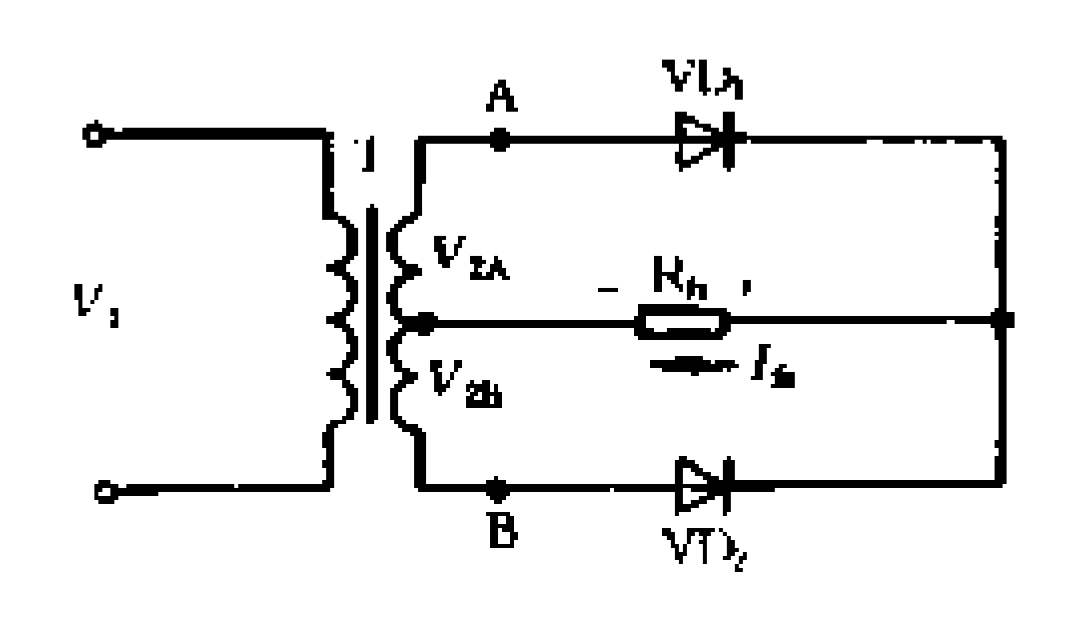


图 3－3　全波整流电路

在交流电压正半周期间，变压器次级线圈 A 端为正、B 端为

负，因为线圈有中心抽头，所以A端对中心抽头之间的电压 v_{2A} 与B端对中心抽头之间的电压 v_{2B}，大小相等，极性相反，即 v_{2A} 为正，v_{2B} 为负。此时二极管 VD_1 承受正向电压而导通，二极管 VD_2 承受反向电压而截止，电流通过 VD_1，流经 R_{fz}，回到中心抽头。交流电压负半周期间，v_{2A} 为负，v_{2B} 为正，二极管 VD_2 导通，VD_1 截止，电流通过 VD_2，流经 R_{fz}，回到中心抽头。由于二极管 VD_1、VD_2 在交流电压正、负半周期间交替导通，使负载 R_{fz} 上得到全波脉动直流电压，如图3－4所示。

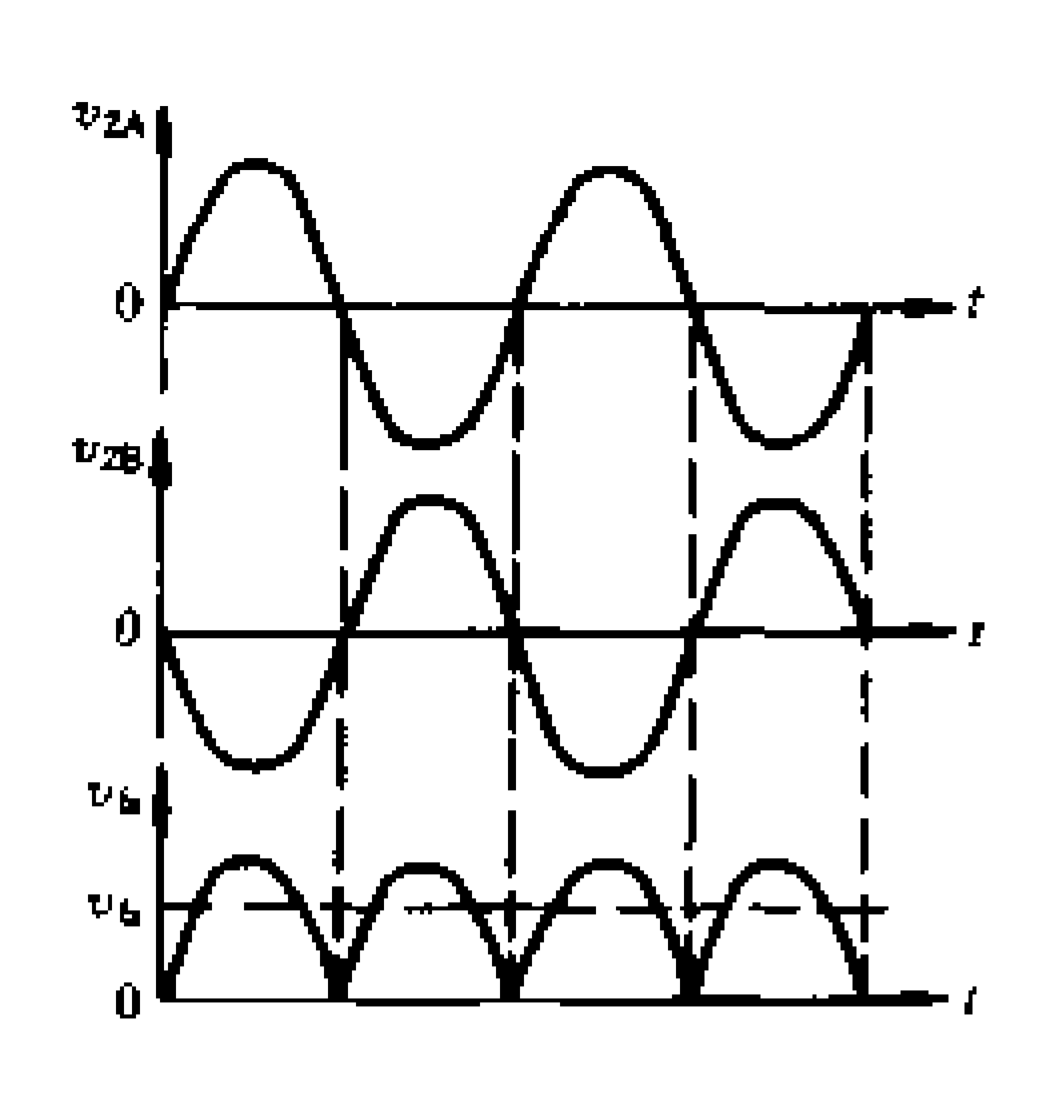


图3－4　全波整流电路的波形

显而易见，全波整流电路负载上脉动电压的平均值比半波整流电路提高了一倍，即

$$V_{fz} = 2 \times 0.45V_2 \approx 0.9V_2$$

脉动电流的平均值为

$$I_{fz} = 0.9\frac{V_2}{R_{fz}}$$

由于两个二极管轮流导通，所以流经每个二极管的电流（平均值）为负载电流的一半，即：

$$I_D = \frac{1}{2}I_{fz} = 0.45\frac{V_2}{R_{fz}}$$

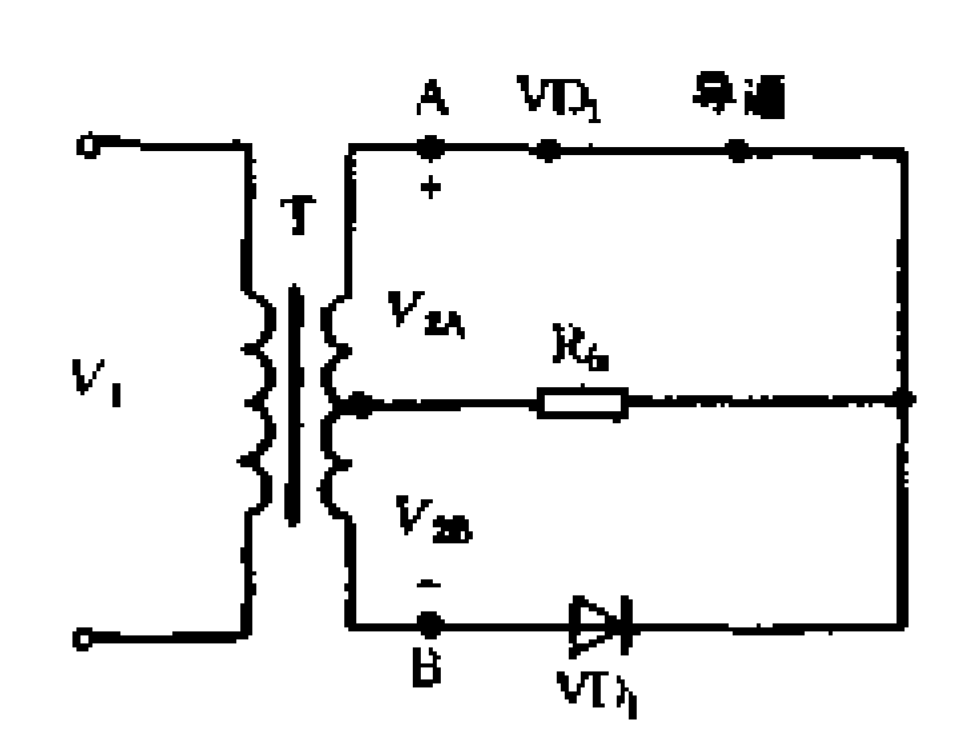


图3－5　二极管的反向电压

值得注意的是，每个二极管在截止状态下所承受的反向电压（峰值），我们绘出图3－5进行分析。设交流电压处于正半周，A端为

正，B 端为负，则二极管 VD_1 导通（用短路线取代），VD_2 截止。不难看出，VD_2所承受的反向电压为 $2V_2$，其峰值为

$$V_{DM} = 2\sqrt{2}V_2 = 2\sqrt{2}\frac{V_{fz}}{0.9} = 3.14V_{fz}$$

上列 I_D和 V_{DM}值是选择全波整流电路中二极管的依据。显然，要求全波整流电路的整流元件——二极管的耐压值比半波整流电路高出一倍。

全波整流电路比半波整流电路输出电压平均值高一倍，脉动度较小，功率和效率较高是它的优点，但变压器要有中心抽头，每半边线圈只有半个周期导电，利用率低，另一方面，在负载电压相同时，二极管所承受的反向电压比半波高一倍。为此，使用最为普遍的是桥式全波整流电路。

三、桥式全波整流电路

桥式全波整流电路可用图 3－6(a)、(b)、(c)表示。这种电路使用了四个二极管组成“电桥”的四个桥臂，一条对角线接交流电源，另一条对角线接负载，所以命名为桥式整流电路。

在交流电压正半周时，变压器次级线圈 A 端为正，B 端为负，我们从电位最高的 A 端出发至 1 点，它连接着两个二极管 VD_1、VD_4，由于 VD_4的阴极接电源的正端，所以 VD_4截止，VD_1将导通。电流经 VD_1到 3 点，VD_2因反向偏置而截止，只能流入负载电阻 R_{fz}并到达 4 点，由于 B 点为负处于最低电位，所以 VD_3导通，电流经 VD_3回到 B 点（注意，4 点处的 VD_4看似正偏，实际上电流不可能经 VD_4又回到最高电位点 A，所以 VD_4是截止的）。这时的导电通路绘在图 3－7(a)中。

在交流电压负半周时，A 端为负，B 端为正，我们仍从最高电位点 B 端出发，至 2 点时，由于 VD_3的阴极与电源正端相连，

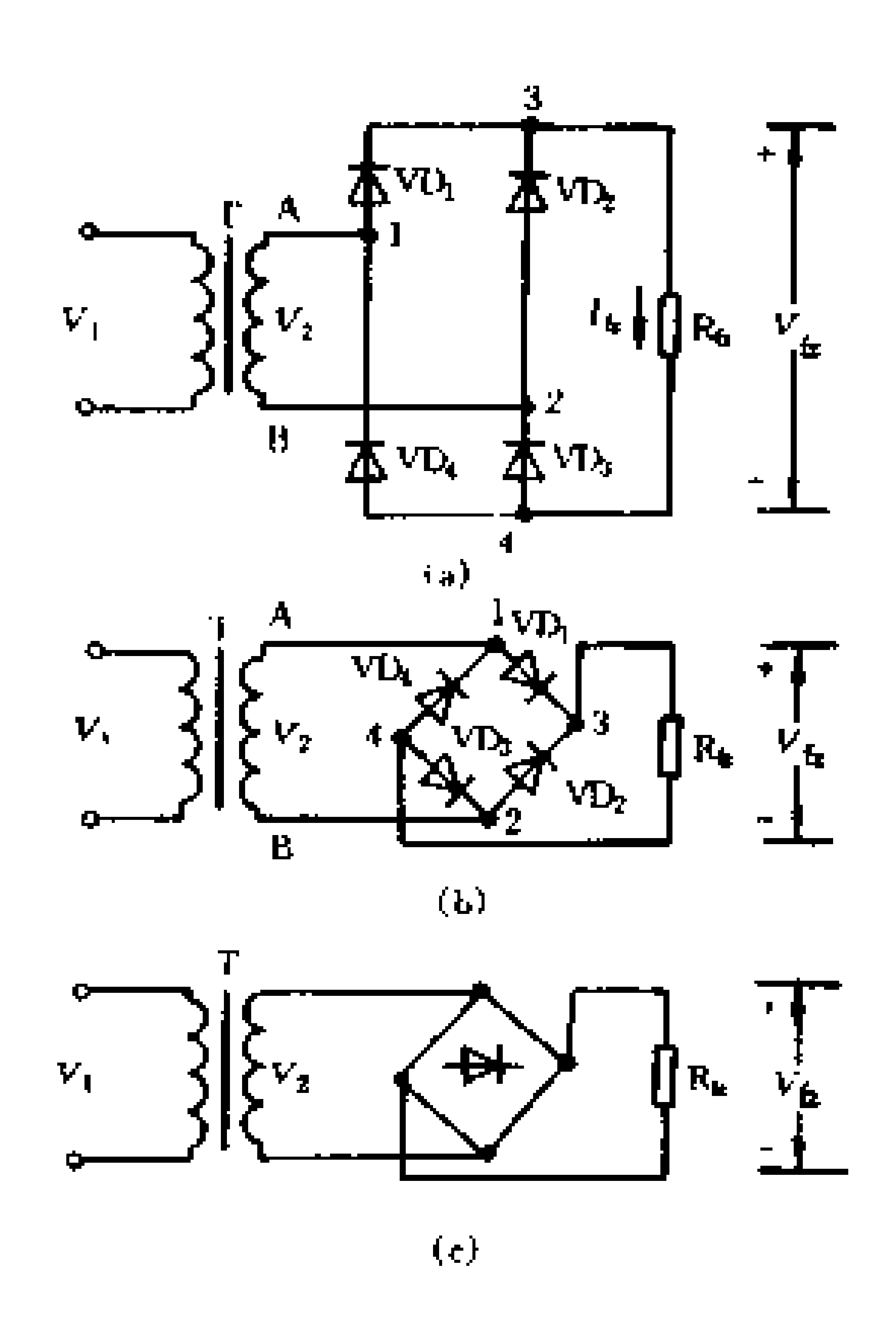


图 3-6 桥式整流电路

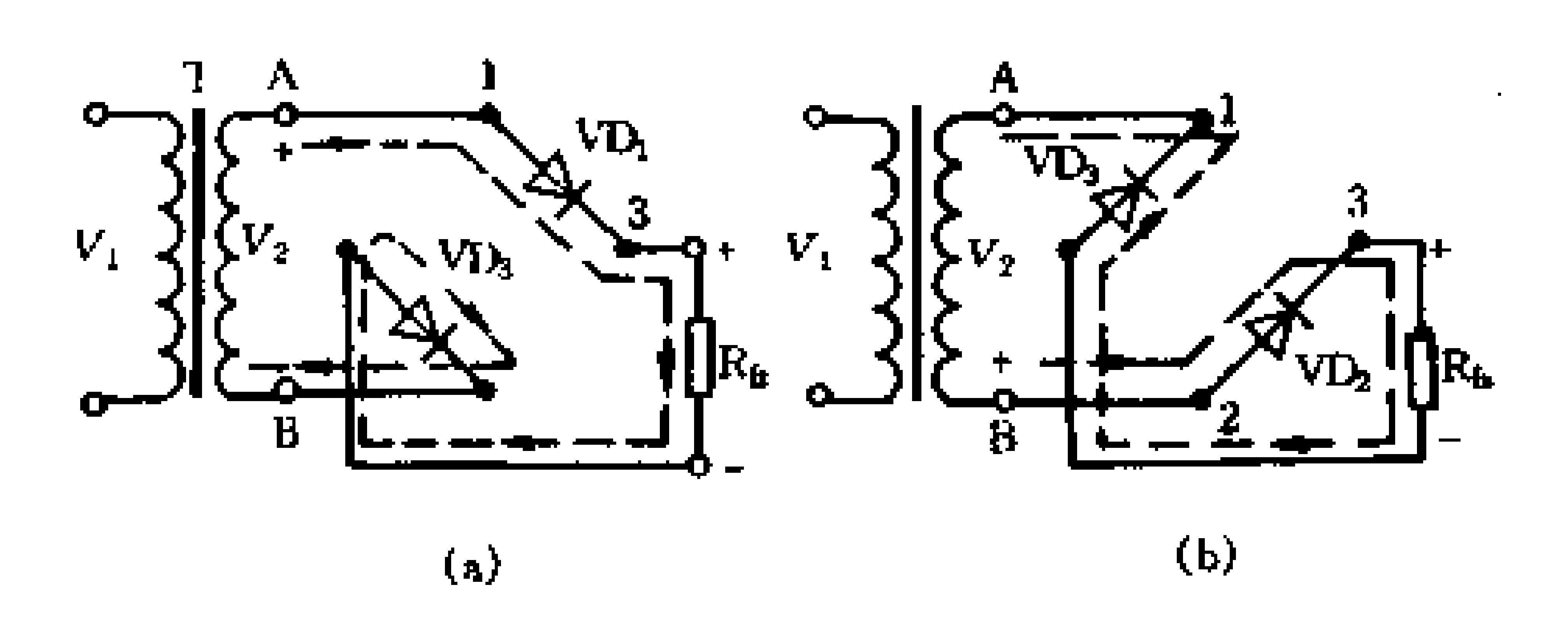


图 3-7 桥式整流电路的导电路径

所以 VD_3截止，电流经导通的 VD_2至 3 点，由于电流不可能由二极管的阴极流向阳极，所以 VD_1截止，电流只能流过负载电阻 R_{fz}到达 4 点，因 VD_3截止，电流即经 VD_4流向最低电位点 A 端。

这时的导电路径示于图 3－7(b)中。

可以看出，在交流电压正、负两个半周，都有同一方向的电流流过负载电阻 R_{fz}，在负载电阻上降落的是全波脉动直流电压，其波形图见图 3－8。负载上脉动电压和电流的平均值为

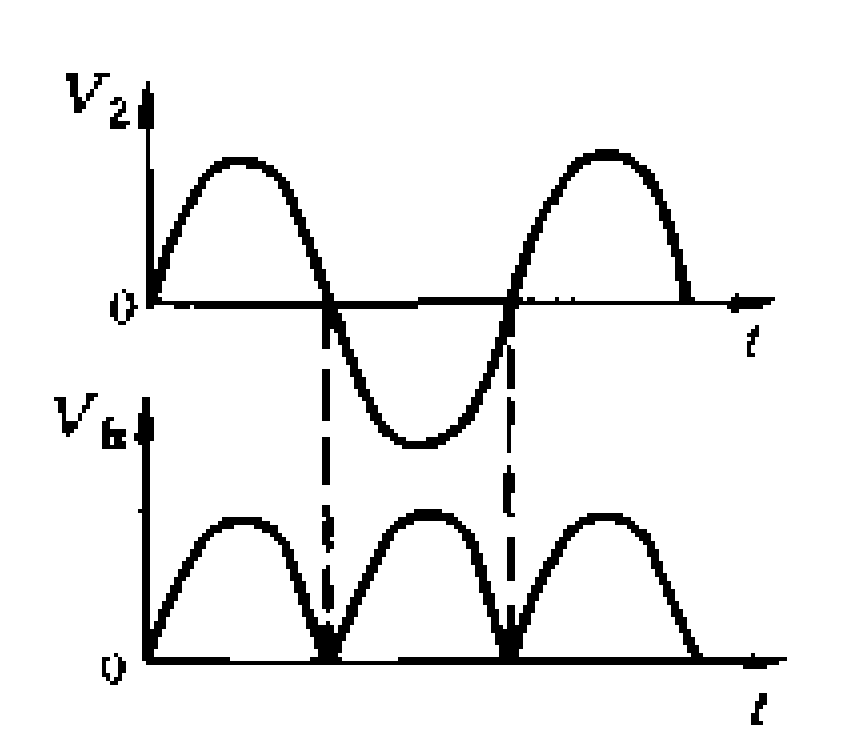


图 3－8　桥式全波整流电路的波形

$$V_{fz} = 0.9V_2$$

$$I_{fz} = \frac{V_{fz}}{R_{fz}} = 0.9\frac{V_2}{R_{fz}}$$

由图 3－8 中的导电通路可以看到，在交流电压正半周时，VD_1、VD_3 导电；负半周时，VD_2、VD_4导电。由于每只二极管都只有半个周期导电，所以流过每个二极管的平均电流只是负载电流的一半，即

$$I_D = \frac{1}{2}I_{fz} = 0.45\frac{V_2}{R_{fz}}$$

需要注意，在桥式整流电路中，每个二极管承受的反向电压可由图 3－9 中看出，其峰值为

$$V_{DM} = \sqrt{2}V_2 = \sqrt{2}\frac{V_{fz}}{0.9} = 1.57V_{fz}$$

上列 I_D和 V_{DM}值是选择整流二极管的依据。

[例题]　有一桥式全波整流电路，负载上的直流电压(平均值)为 110V，负载电阻为 25Ω，试选择整流元件。

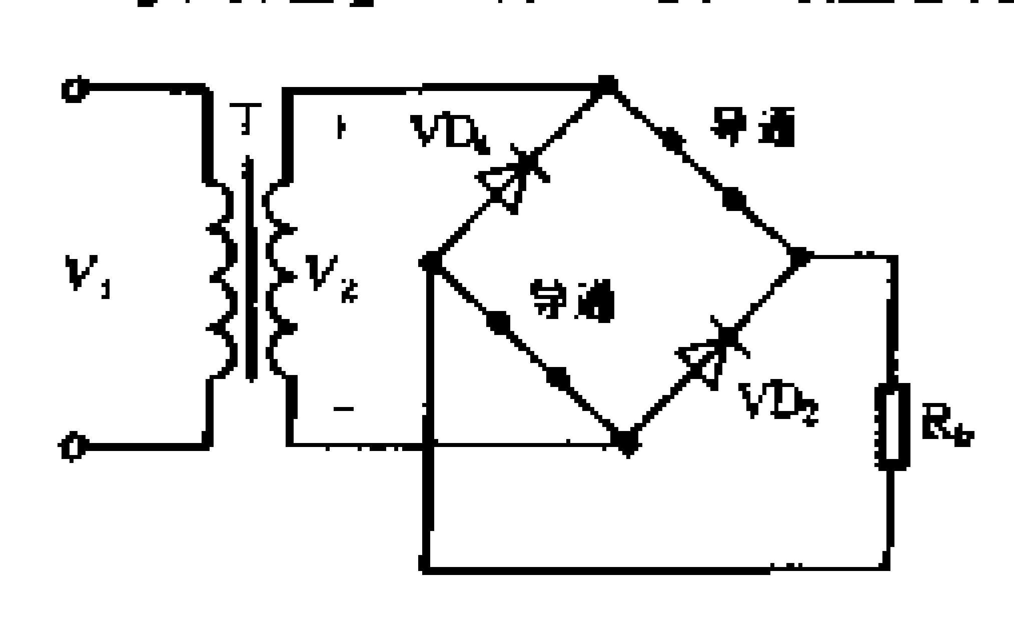


图 3－9　二极管的反峰电压

解：负载上脉动电流的平均值为

$$I_{fz} = \frac{V_{fz}}{R_{fz}} = \frac{110}{25} = 4.4(A)$$

变压器次级电压有效值为

$$V_2 = \frac{V_{fz}}{0.9} = \frac{110}{0.9} = 122(\text{V})$$

每个二极管的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{2}I_{fz} = 0.5 \times 4.4 = 2.2(\text{A})$$

二极管承受的反向电压(峰值)为

$$V_{DM} = \sqrt{2}V_2 = 1.41 \times 122 \approx 172(\text{V})$$

查手册选用2CZ12C型硅整流二极管(其最大整流电流为3A,最高反向工作电压为300V)。

第二节　平滑滤波电路

整流电路虽然可以把交流电变换为直流电,但负载上的直流电压却是脉动的,它的大小每时每刻都在变化着,不能满足电子电路和无线电装置对电源的要求。整流后的脉动直流电压,属于非正弦周期信号,可以把它分解为直流成分(它的平均值)和各种不同频率的正弦交流成分。显然,为了得到波形平滑的直流电,可以在负载上保留脉动电压的直流成分,尽量滤除它的交流成分,用以完成这一任务的电路称为平滑滤波电路。图3-10所示是整流滤波电路的方框图。

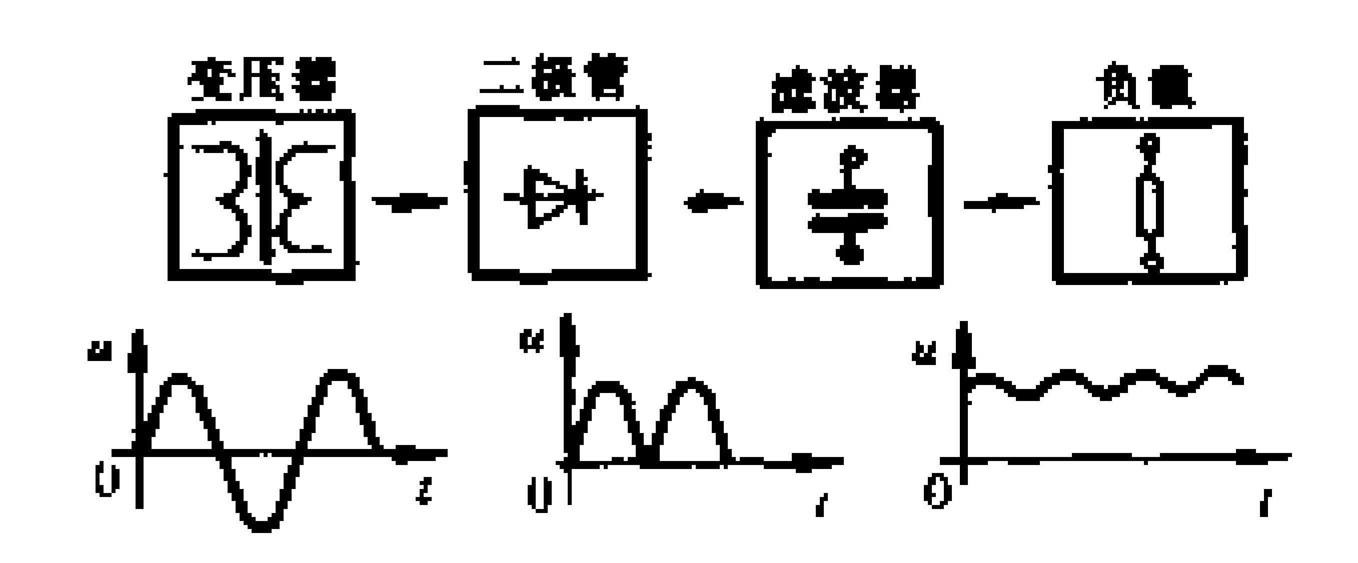


图3-10　整流滤波电路的方框图

大家知道，电容器具有"隔直流、传交流"的作用，它对直流电相当于开路，对交流电却只呈现较小的阻抗（在电容量 C 较大时，容抗 $X_c=\frac{1}{2\pi fC}$ 较小）。若把电容器 C 与负载 R_{fz} 并联，则整流后脉动电流的交流成分大部分从电容器上分流而过，直流成分则顺利流入负载，负载上的电压、电流波形就变得比较平滑了。

电感线圈具有"传直流、阻交流"的作用，对直流电只呈现很小的电阻，而对交流电却具有较大的阻抗（当电感 L 足够大时，感抗 $X_L=2\pi fL$ 很大）。若把电感 L 与负载 R_{fz} 串联，则整流后的直流成分几乎没有衰减地传送给负载，而大部分交流成分却降落在电感 L 上，负载上的电压、电流的波形也将变得比较平滑。

电储能元件电容器和电感线圈 L 组合成的各种滤波电路示于图 3－11 中。

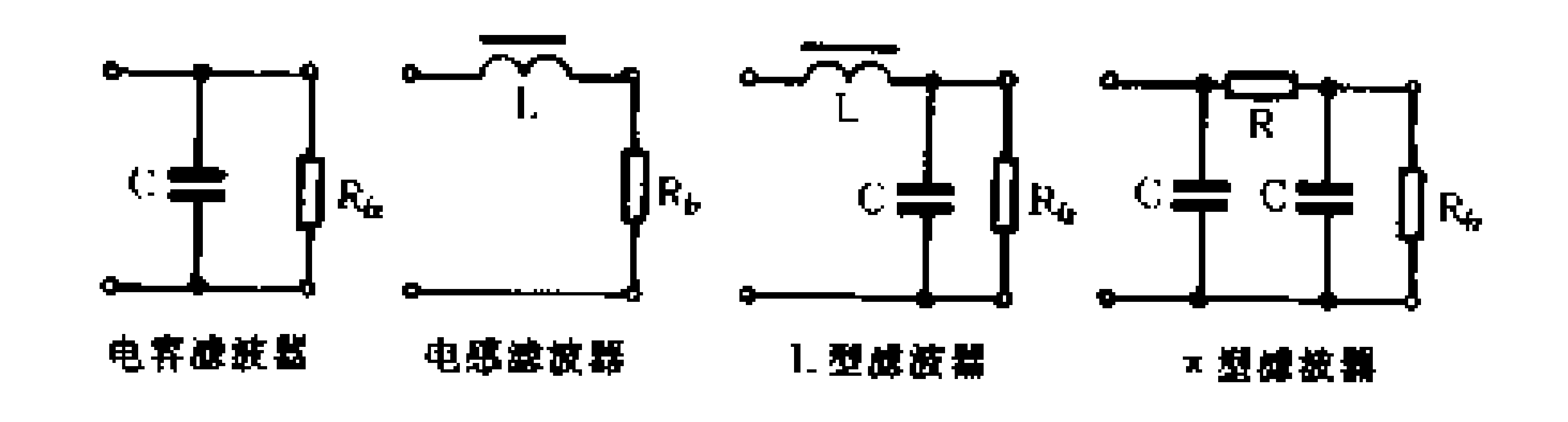


图 3－11　几种常用的滤波电路

一、电容滤波电路

为了说明电容滤波原理，我们在图 3－12 的半波整流电路中接入了滤波电容 C。在交流电压 v_2 的正半周内，二极管 VD 导通，流过二极

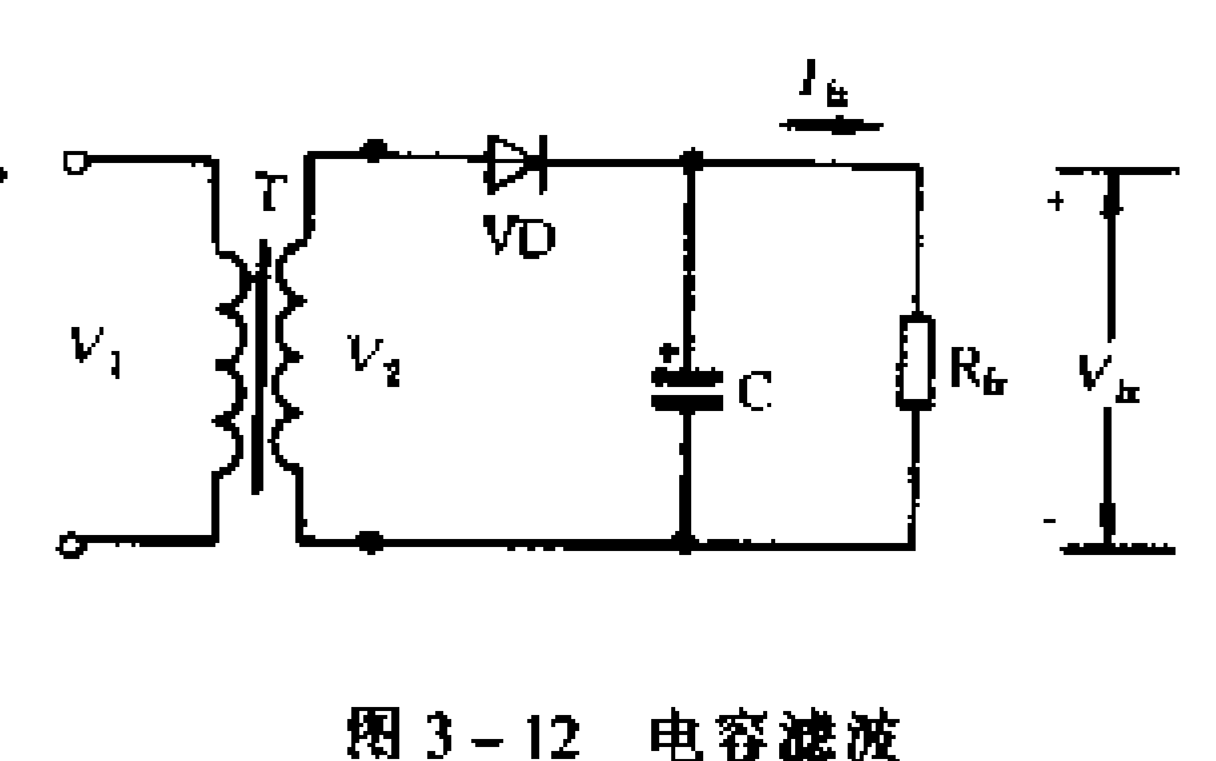


图 3－12　电容滤波

管的电流有一部分流入负载 R_{fz},另一部分对电容 C 充电,使电容两端建立起电压 v_c。由于充电回路的电阻很小(主要是二极管的正向电阻和变压器次级线圈的直流电阻),v_c差不多跟随着v_2同时上升到最大值$\sqrt{2}V_2$。电源电压 v_2在达到正的最大值后就开始下降,此时电容 C 还来不及放电,出现了 $v_c > v_2$的状态,迫使二极管 VD 反向偏置而截止,电容 C 通过 R_{fz}放电。如果 R_{fz}取值较大,放电过程进行得十分缓慢。这样,在交流电负半周,VD 截止期间,电容 C 的放电电流依然流过 R_{fz},使输出电压 V_{fz}不再为零。直到下一个周期到来,v_2又由零向最大值上升,当 $v_2 > v_c$时,二极管 VD 又导通,电容器又被充电到$\sqrt{2}V_2$,如此周而复始,不断循环,在负载上获得图 3-13(a)所示的波形。可以看出,电容滤波的特点是利用了储能元件——电容器的充电和放电,对脉动电压起到了"填平补齐"的作用,使负载上的电压得到了平滑,电压的平均值也显著地提高了。

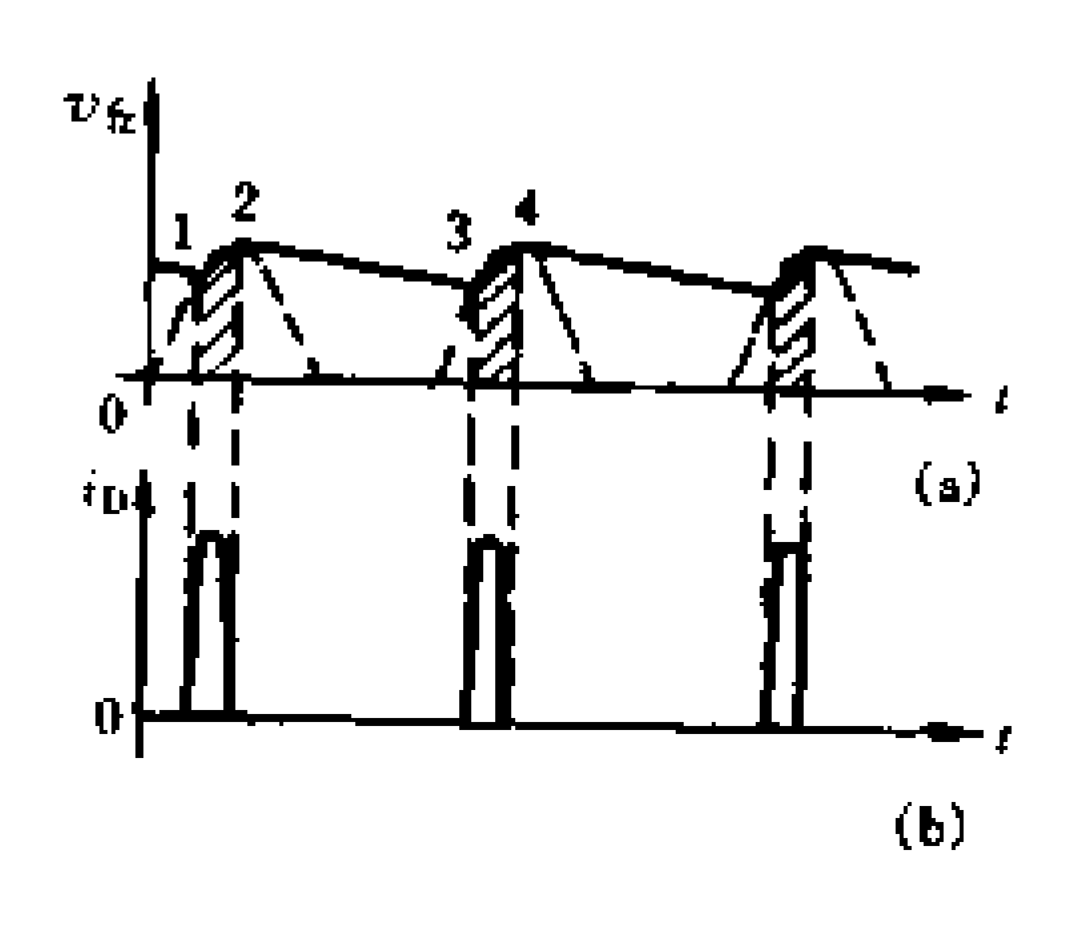


图 3-13 半波整流电容滤波的波形

电容器放电的快慢取决于电容 C 和负载电阻 R_{fz}的大小。电容 C 越大,储存的电荷越多,在 R_{fz}不变时,电容上的电荷释放出去所需要的时间越长,放电速度就越慢。若负载电阻 R_{fz}加大,C 不变(储存的电荷量不变),放电电流会减小,电容 C 上电荷释放完所需要的时间也加长了,也会受放电速度变慢。我们把 R_{fz}与 C 的乘积叫做放电回路的时间常数,用 τ 表示,单位为秒(s)。τ 越大,放电速度越慢,输出电压越平稳,其平均值越

大。

在分析电容滤波电路时，应该特别注意整流二极管 VD 的工作状态。由于负载两端并联了滤波电容，二极管 VD 两端的电压为 $|v_2 - v_c|$。当 $v_2 > v_c$ 时，二极管导通，电容器充电；当 $v_2 < v_c$ 时，二极管截止，电容器向负载放电。由于二极管整流电路充电回路的电阻很小，放电回路的电阻一般较大，所以充电迅速、放电缓慢，二极管的导电时间比半个周期要小得多[图 3-13(a)中阴影部分]，此时通过二极管 VD 的电流波形如图 3-13(b)所示。根据电容器的充电规律，充电开始瞬间，充电电流的峰值很大，通常称之为"浪涌电流"。滤波电容 C 的容量越大，起始充电电流越大，这个电流如果超过了二极管的最大瞬时电流值，就可能烧坏二极管。因此，初学者不要单纯为了提高输出电压的平滑度而不加考虑地任意将电容量加大。

通过以上分析，读者会对电容滤波的原理和滤波效果留下深刻的印象。电容滤波不仅使输出电压变得较为平滑，而且显著提高了输出电压的平均值。根据理论分析和实验，可以得到以下近似关系，即

$$V_{fz} \approx V_2 (\text{半波整流})$$

$$V_{fz} \approx 1.2 V_2 (\text{全波整流})$$

在输出端开路(即 $R_{fz} \to \infty$)时，输出电压接近于 V_2 的峰值，即

$$V_{fz} \approx \sqrt{2} V_2$$

称之为峰值整流。

在实际应用中，读者还应注意到加有滤波电容的整流电路中二极管的耐压问题。由图 3-14 可以看到，

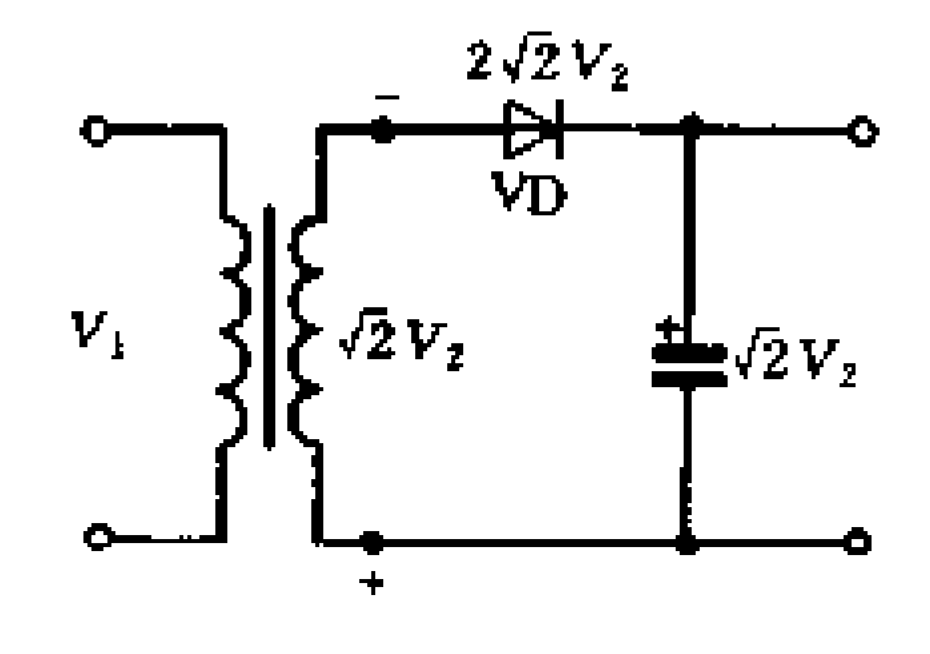


图 3-14　二极管的反向电压

在交流电压 V_2的负半周出现峰值的瞬间，滤波电容在 R_{fz}开路时其两端电压也为$\sqrt{2}V_2$，使二极管承受的瞬间反向峰值电压达到 $2\sqrt{2}V_2$，选择二极管时不得不考虑这一状况，否则管子将有被击穿的危险。

再者，流过二极管的电流 I_D虽然是脉动的，但它的平均值近似等于负载电流 I_{fz}。在选择二极管时，还应充分考虑浪涌电流的影响，在电流定额上留有一定的余量，并且最好采用硅管，它比锗管更能经得起浪涌电流的冲击。

选择滤波电容的电容量是保证输出波形平滑的关键。在负载电阻 R_{fz}给定后，滤波电容 C 的大小由放电回路的时间常数 τ 决定，根据实践经验，可以取 $\tau \geqslant (3 \sim 5)\frac{T}{2}$，式中 T 是交流电的周期（我国电力网交流电的周期为 0.02s），即

$$C = \frac{0.03 \sim 0.05}{R_{fz}} \text{ (F)}$$

在制作小容量的整流滤波电路时，常常根据负载电流的大小选择电容量，其经验数据如下表所列。

2A 左右	1A 左右	0.5 ~ 1A	0.1 ~ 0.5A	100mA 以下
4000μF	2000μF	1000μF	500μF	200 ~ 500μF

电容滤波的优点是电路结构简单、经济，输出电压较高，缺点是输出电压会随负载电流的变化而波动，即电源的外特性不好。另一方面，当负载电流变大（即 R_{fz}变小）时，放电时间常数变小，波形脉动度变大。所以，电容滤波只适用于负载电流较小的整流电路。

[**例题**]　试设计一个桥式整流、电容滤波电路，如图 3－15 所示。电网电压为 220V、50Hz，要求输出电压 24V，负载电流 200mA，选择二极管和滤波电容器。

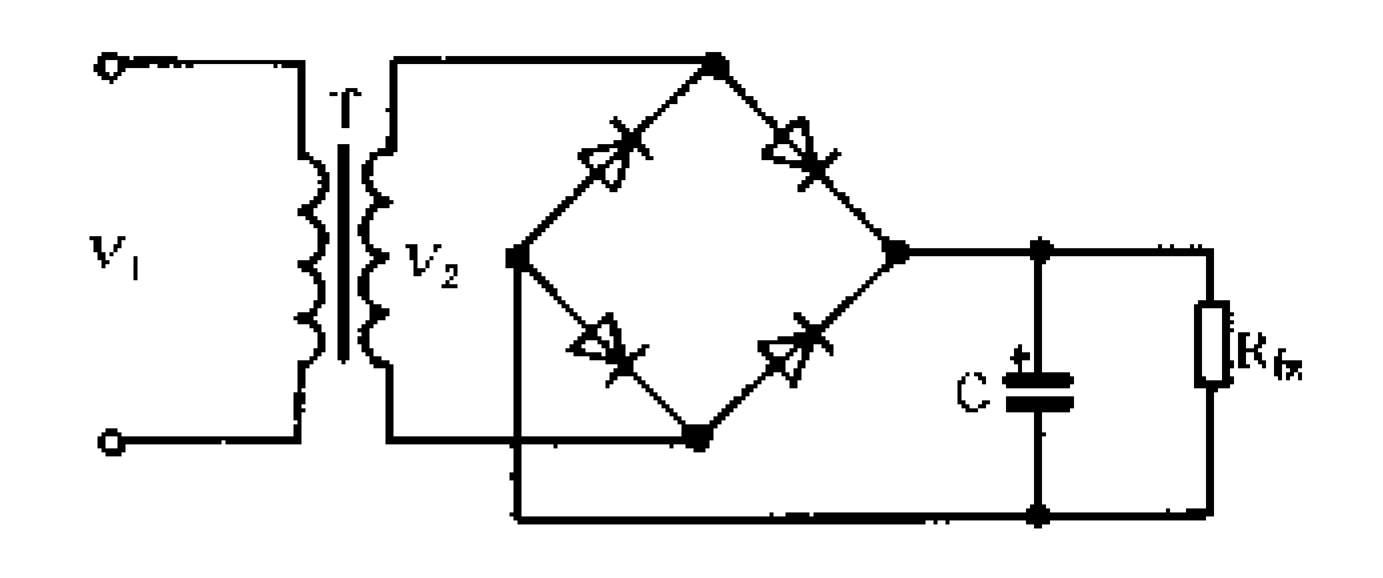


图 3－15　例题附图

解：

1. 选择整流二极管

流过每个二极管的平均电流

$$I_D = \frac{1}{2}I_{fz} = \frac{1}{2} \times 200 = 100(mA)$$

由于在电容滤波电路中带负载时的输出电压为

$$V_{fz} \approx 1.2V_2$$

所以

$$V_2 \approx \frac{V_{fz}}{1.2} = \frac{24}{1.2} = 20(V)$$

2. 选择滤波电容 C

先求出负载电阻值

$$R_{fz} = \frac{V_{fz}}{I_{fz}} = \frac{24}{200} = 120(\Omega)$$

根据经验公式求电容器的电容量

$$C = \frac{0.05}{R_{fz}} = \frac{0.05}{120} = 417(\mu F)$$

选用 500μF、耐压 50V 的电解电容器。

二、电感滤波电路

把一个铁心电感线圈（低频扼流圈）串联在整流电路的输出端（图 3－16），就构成了电感滤波电路。

电感具有对抗电流变化的特性。电感上通过变化的电流时，电感两端将产生自感电动势，当电流由小到大增加时，自感

电动势与电流的方向相反，抑制电流的增大，使电流只能缓慢地增长；当电流由大到小减少时，自感电动势又与电流的方向相同，阻止电流的减少，使电流只能缓慢地下降。由于电感 L 与负载电阻 R_{fz}串联，流过负载的电流脉动度会大大减小。

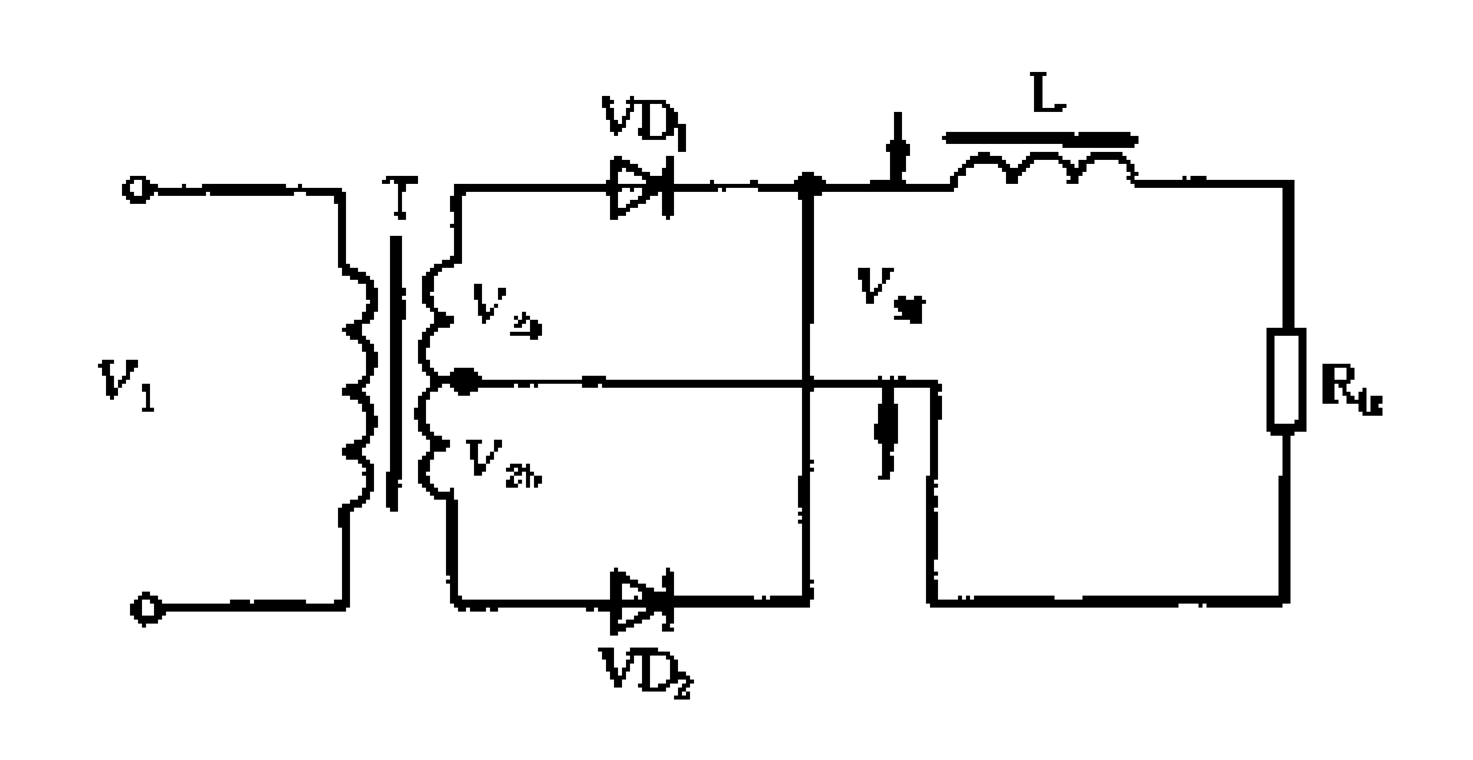


图 3－16 电感滤波电路

由图 3－16 可见，电感 L 与负载电阻 R_{fz}串联，组成了一个分压电路。由于电感线圈的直流电阻很小，所以整流后脉动电压的直流成分绝大部分降落在负载电阻上；由于电 感线圈对交流成分呈现很大的感抗，使交流成分绝大部分降落在电感上。这样，接入电感 L 后，有效地滤除了整流输出脉动电压的交流成分，使负截电压 V_{fz}变得较为平滑。显然，对应于 L 与 R_{fz}的分压关系，R_{fz}越小，则 V_{fz}中的交流成分越少，滤波效果越好。与电容滤波正好相反，电感滤波适用于 R_{fz}较小，即负载电流较大的场合。带有电感滤波的全波整流电路的波形示于图 3－17 中。

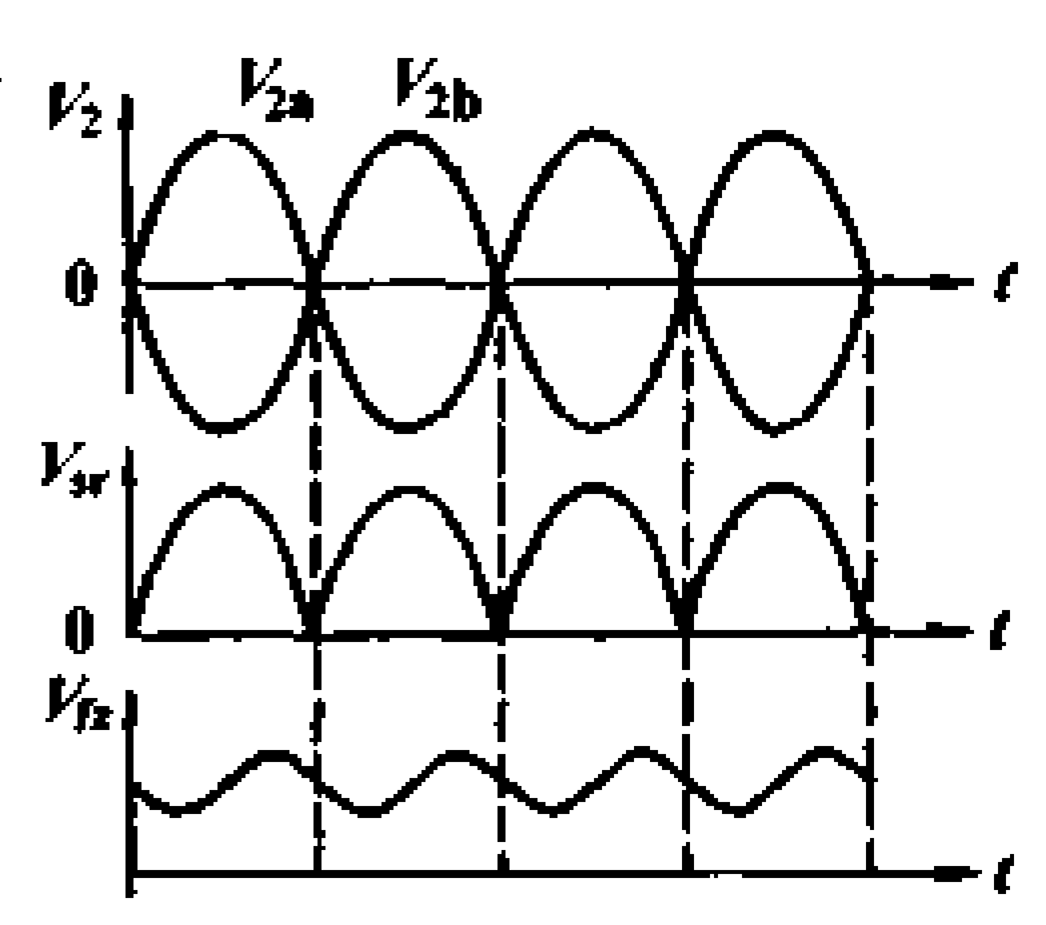


图 3－17 电感滤波电路波形图

电感滤波电路的突出优点是负载电流变化时，输出电压波动很小，也就是外特性较好。但是，由于使用了铁心电感，制作工艺复杂，体积笨重，成本较高，不适应电路和整机小型化的要求。在真空二极管整流电路中较多地采用电感滤波以获得

较好的平滑滤波效果。

三、复式滤波电路

图 3－18 绘出了几种复式滤波电路，本书仅向读者介绍应用最多的 RC-π 型复式滤波电路，如图 3－18 所示。

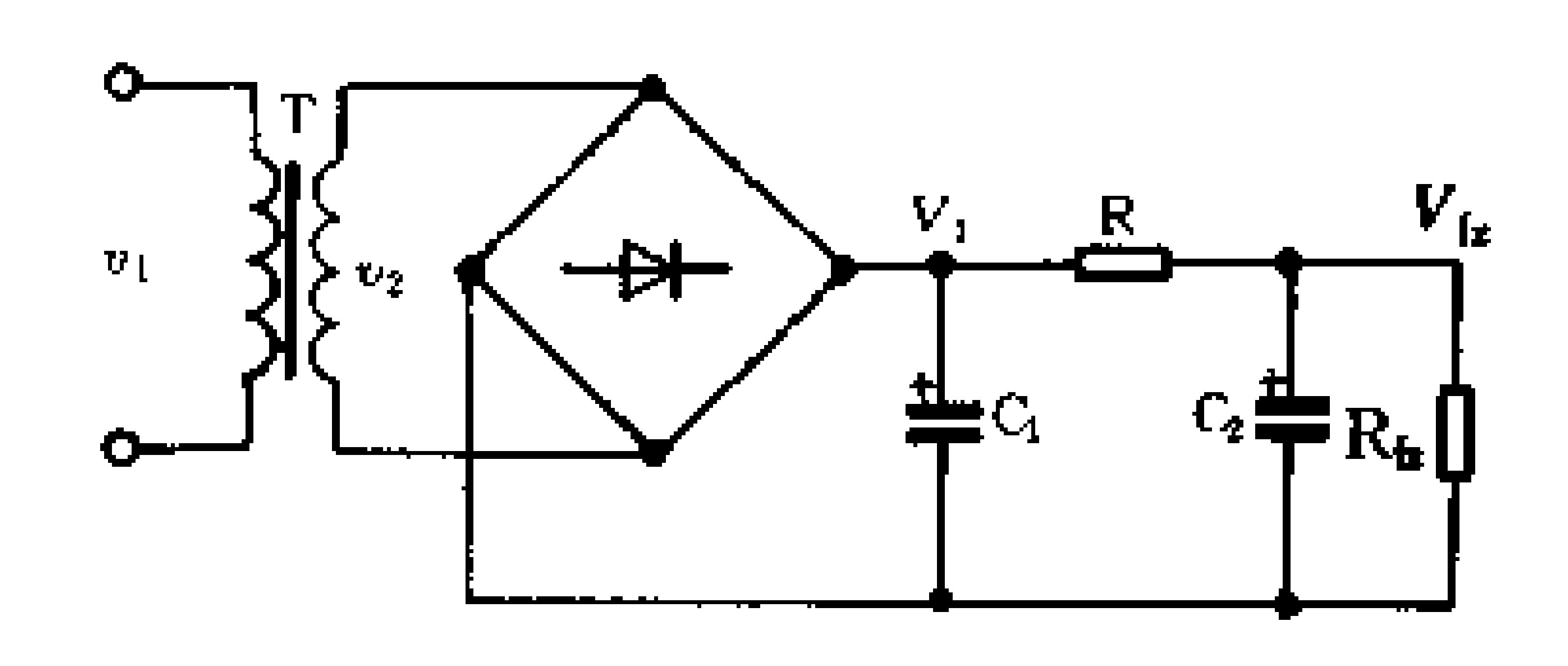


图 3－18 RC-π 型复式滤波电路

无线电爱好者自制电源设备中，广泛采用图 3－18 所示的复式滤波电路，它使用的元件少，体积小、重量轻，成本低，滤波效果较好。图中 C_1，就是前面介绍的电容滤波元件，我们把 C_1 两端的电压记为 V_1，则 R 与 C_2 对 V_1 来说，构成了一个分压电路。一般情况下，取 $R_{fz} \geq R$，X_{c2}（$X_{c2}=\dfrac{1}{2\pi f C_2}$）$\ll R_{fz}$，所以 V_1 的直流成分在电阻 R 上降落得很少，而 V_1 的交流成分却大部分降落在电阻 R 上，从而使输出电压的纹波比单一电容滤波电路显著减少。

由以上分析可以看出，电容 C_2 及电阻 R 取值越大，滤波效果越好。但增大电阻 R，会使直流成分在 R 上的损失相应增大，导致负载上的输出电压 V_{fz} 减小。所以，一般电容 C_2 取得稍大些（几十到几百微法），电阻 R 的大小则根据 R_{fz} 上所要求的电压来选取，即

$$R = \frac{V_1 - V_{fz}}{I_{fz}}$$

[**例题**] 试选择图 3-19 所示的半波整流、RC 滤波电路的参数。已知 $V_2 = 45V$，要求 $V_{fz} = 40V, I_{fz} = 20mA$。

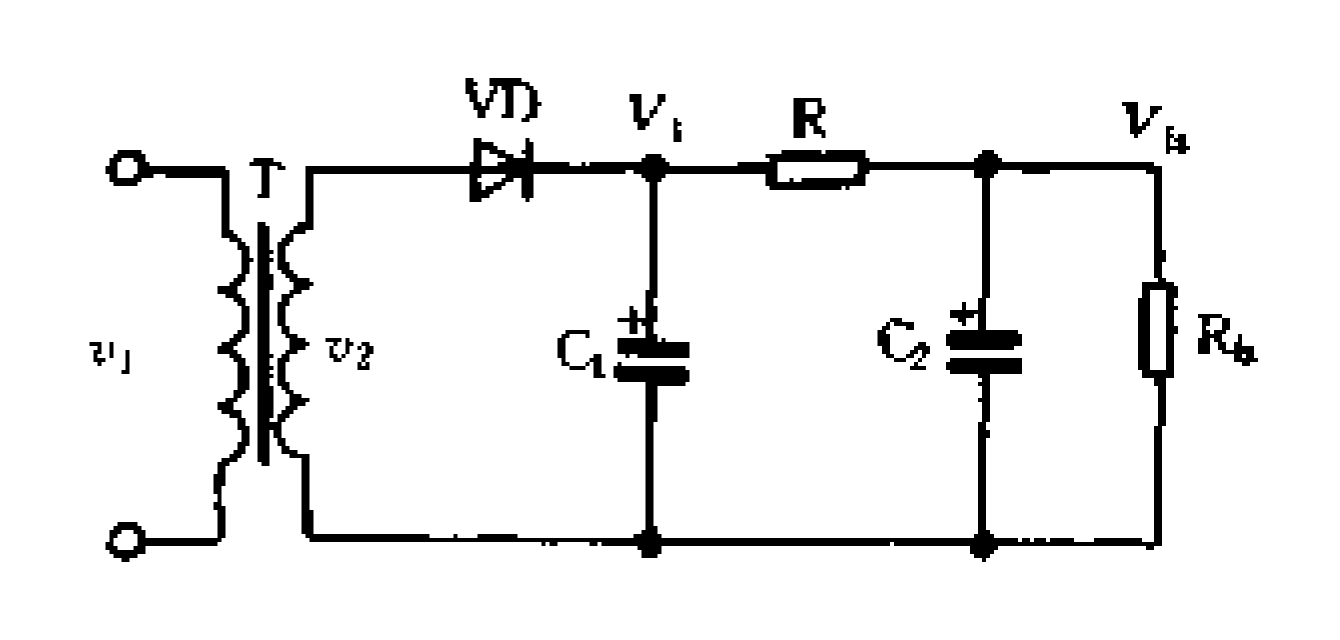


图 3-19 例题附图

解：半波整流、电容滤波后，C_1 两端的电压为

$V_1 \approx V_2 = 45(V)$

计算滤波电阻 R 的阻值

$$R = \frac{V_1 - V_{fz}}{I_{fz}} = \frac{45 - 40}{20} = 0.25(k\Omega) = 250(\Omega)$$

由于负载电阻较小，所以取 $C_1 = C_2 = 200\mu F$。

第三节 倍压整流电路

在一些电子设备中，除了主电源外，有时还需要一、二挡高电压、小电流的辅助电源。针对这一特点，人们设计出了一种倍压整流电路。在负载电流很小的条件下，方便地将较低的交流电压变换为较高的直流电压。

倍压整流电路的工作原理也很简单，它巧妙地利用了储能元件——电容器的充放电作用。我们先用图 3-20 所示的带有电容滤波的半波整流电路进行分析。经二极管 VD 整流后的半波脉动电压从零值向最大值上升时，电容 C 充电，由于充电回路电阻很小，电容两端电

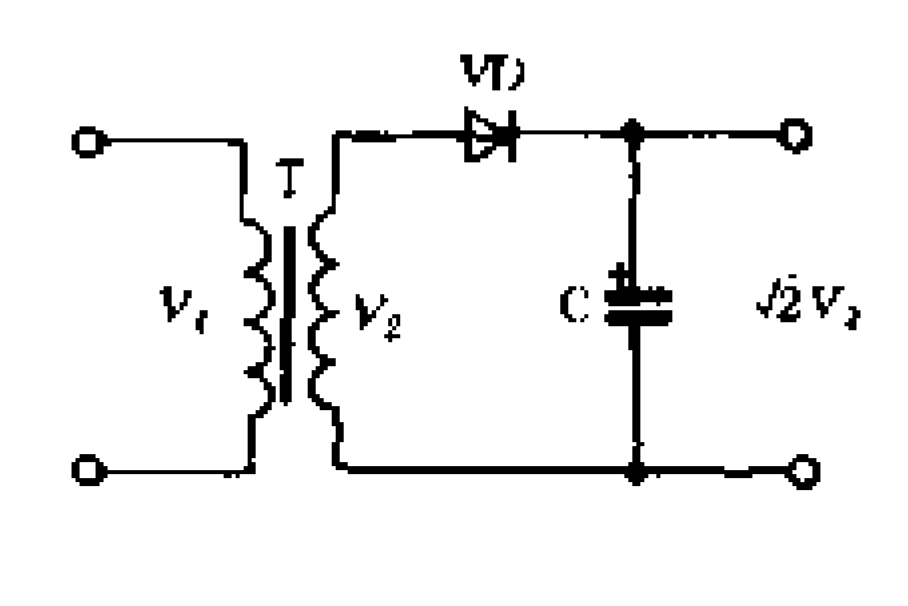


图 3-20 峰值整流

压 v_C将被充电到交流电压 v_2的峰值$\sqrt{2}V_2$；随后，脉动电压从最大值向零值下降，二极管 VD 截止，电容 C 通过负载放电，若 R_{fz}很大或输出端开路，则 v_c在下一个周期到来之前，基本上保持$\sqrt{2}V_2$的数值，即所谓峰值整流。

在了解了峰值整流原理的基础上，我们再来研究图 3－21 所示的倍压整流原理电路。显而易见，它是两个半波整流、电容滤波电路的组合。当交流电压 v_2从零值向正的最大值增长期间，A 端为正，B 端为负，二极管 VD_1导通，VD_2截止，C_1被充电到 v_2的峰值$\sqrt{2}V_2$，随后 v_2从正的峰值向零值减小，VD_1也变为截止，切断了电容 C_1的放电回路，C_1两端的电压保持在$\sqrt{2}V_2$。同理，在 v_2 进入负半周时，C_2两端的电压也被充电到$\sqrt{2}V_2$。由图 3－21 可以看出，负载 R_{fz}上的电压等于 C_1、C_2两个电容器上的电压之和，某值近似为 $2\sqrt{2}V_2$。如果 R_{fz}很大，则电容放电过程极为缓慢，在 V_2的下个周期来到，并对 C_1、C_2重新充电以前，R_{fz}上的电压基本上保持在二倍 V_2的峰值，从而实现了二倍压整流。

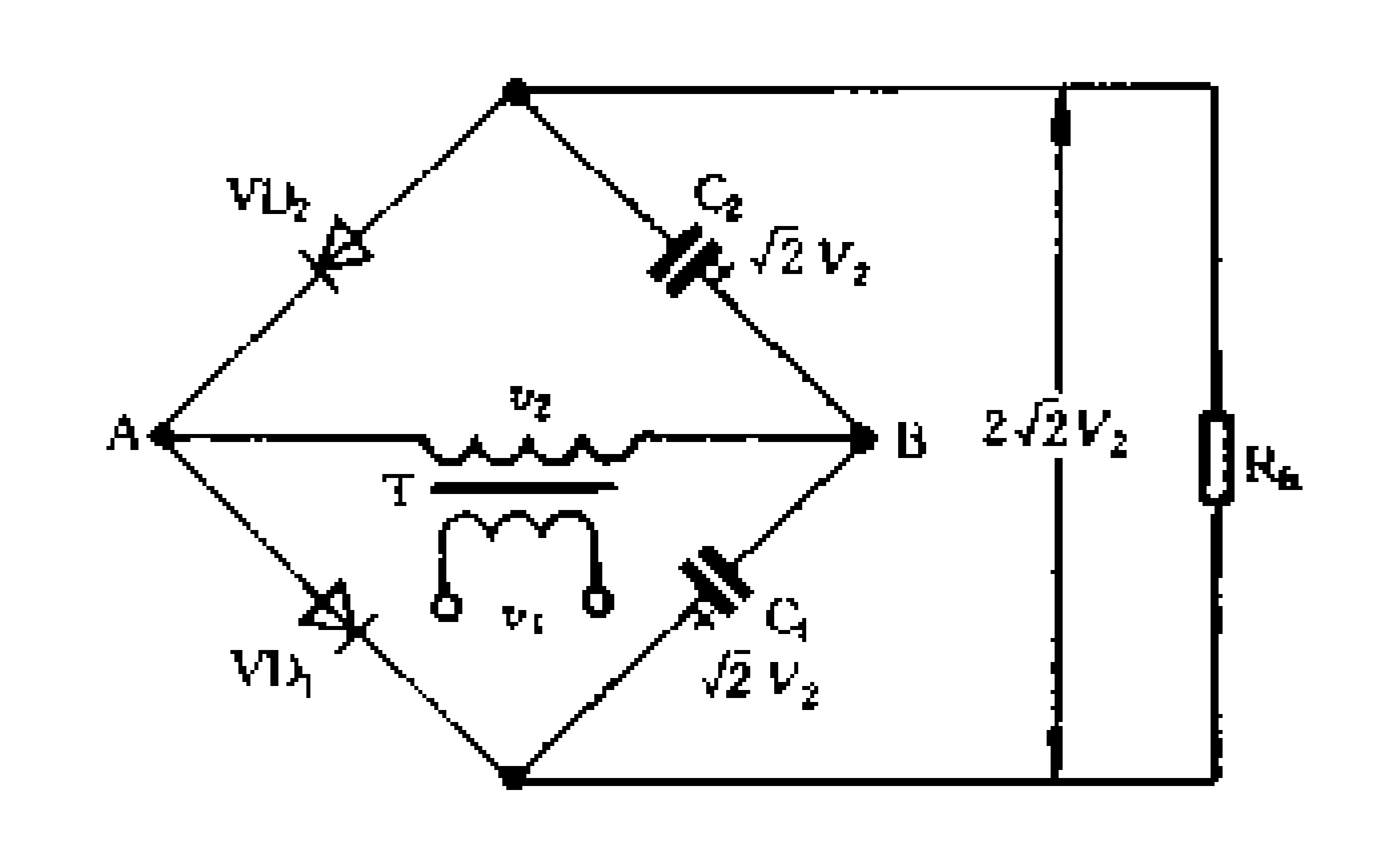


图 3－21　倍压整流原理

一、二倍压整流电路

图 3－22 是常用的二倍压整流电路的电原理图。当交流电压 v_2为正半周时，变压器次级线圈 A 端为正、B 端为负，二极管 VD_1导通，VD_2截止，电源经 VD_1向电容 C_1充电，由于充电回路电阻很小，C_1将随 v_2的上升被充电到峰值$\sqrt{2}V_2$，如图 3－22(b)所

示。v_2负半周时，VD_1截止，VD_2导通，由图3-22(b)可以看出，变压器次级电压与电容C_1两端的电压相加，通过二极管VD_2对电容C_2充电，使C_2两端电压达到接近于$2\sqrt{2}V_2$的数值，实现了二倍压整流。需要注意，获得二倍压的条件是负载电阻R_{fz}足够大，即负载电流足够小。

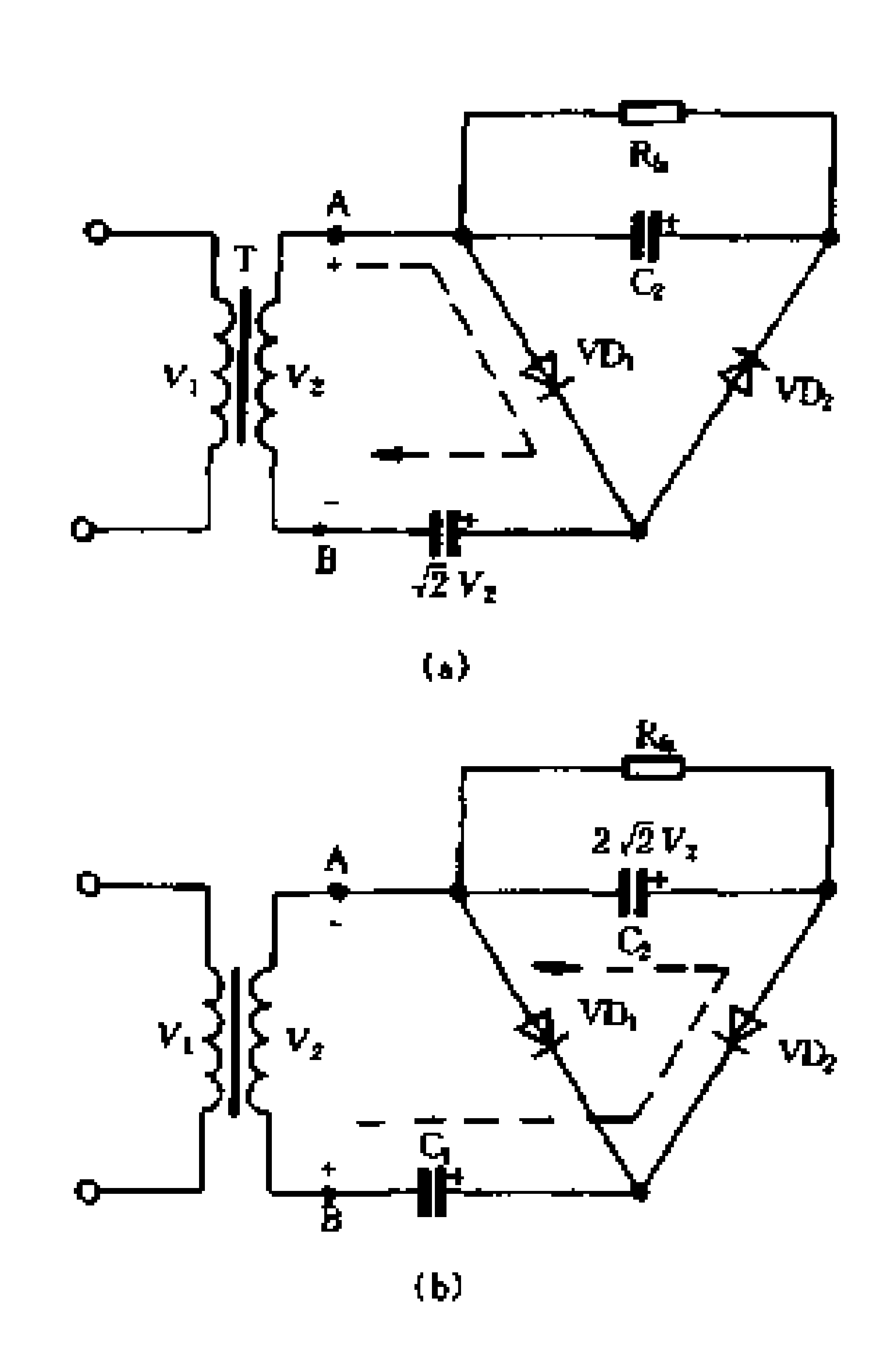


图3-22 二倍压整流电路

由图3-22可见，每个二极管承受的反向电压峰值均为$2\sqrt{2}V_2$，即

$$V_{DM}=2\sqrt{2}V_2$$

由于负载电流很小，所以二极管的正向电流平均值也不大，一般按下式选取

$$I_D \approx I_{fz}=\frac{2\sqrt{2}V_2}{R_{fz}}$$

电容器C_1的耐压应大于$\sqrt{2}V_2$，电容器C_2的耐压应大于$2\sqrt{2}V_2$。

二、三倍压整流电路

三倍压整流电路的电原理图示于图3-23。在交流电压v_2正半周期间，变压器次级线圈A端为正，B端为负，二极管VD_1导通，相当于A、D两点间短路，电容C_1被充电到$\sqrt{2}V_2$。当v_2为

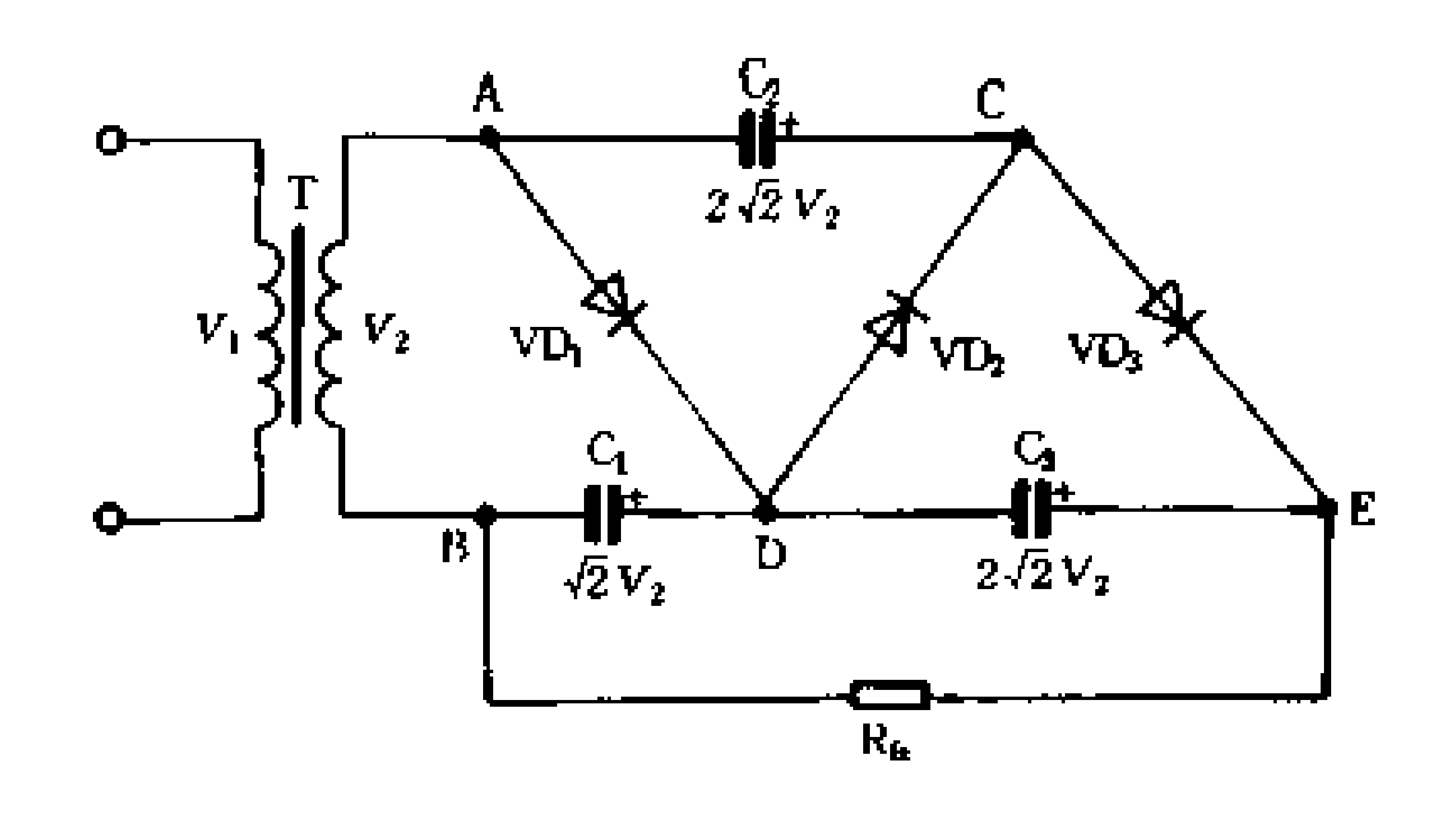


图 3 - 23　三倍压整流电路

负半周时，VD_1截止，VD_2导通，相当于 D、C 两点间短路，变压器次级电压 v_2 与电容 C_1上的电压串联相加，其值可达 $V_{2m}+V_c=2\sqrt{2}V_2$，使 C_2被充电到 $2\sqrt{2}V_2$。当第二个周期开始时，v_2 的极性又是 A 端为正，B 端为负，二极管 VD_1 导通，由于 C_2 已充上 $2\sqrt{2}V_2$ 的电压，使 VD_3 也导通，经 VD_3 向电容 C_3 充电，使 C_3 两端电压也为 $2\sqrt{2}V_2$。这时，负载电阻 R_{fz}上的电压将是 C_1、C_3 上的电压之和，其数值为 $3\sqrt{2}V_2$，从而实现了三倍压整流。

在三倍压整流电路中，每个二极管所承受的反向电压峰值均为 $2\sqrt{2}V_2$。电容器 C_1 的耐压应大于$\sqrt{2}V_2$，而 C_2、C_3 的耐压均应大于 $2\sqrt{2}V_2$。

三、多倍压整流电路

读者在掌握了上述二倍压和三倍压整流电路工作原理的基础上，很容易推导出任意倍压的整流电路。显而易见，我们只需使用 n 个二极管和 n 个电容器，就可以组合成一个 n 倍压整流电路，如图 3 - 24 所示。n 为偶数，如果需要奇数倍的电压，可

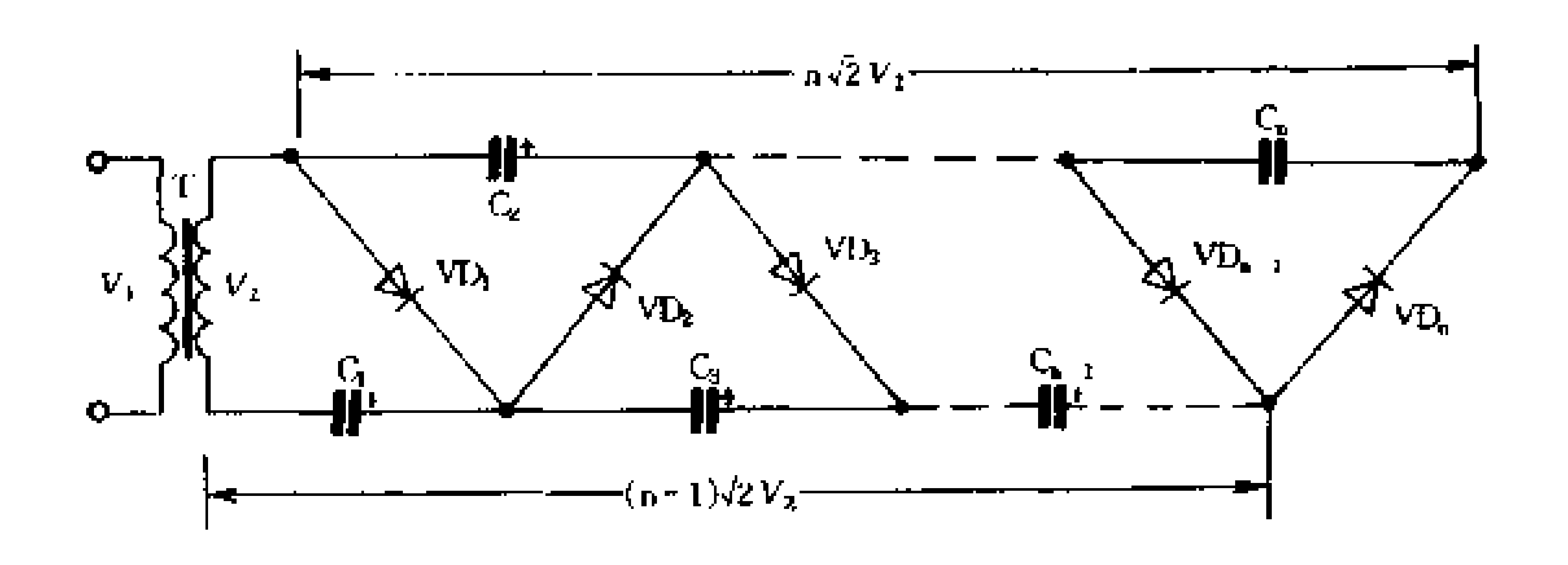


图 3－24　n 倍压整流电路

以从$(n-1)\sqrt{2}V_2$两端输出，第 n 节电容和第 n 节二极管可以不用。

在多倍压整流电路中，除电容 C_1 两端电压为$\sqrt{2}V_2$外，其余电容上的电压均为 $2\sqrt{2}V_2$，因而每个二极管的反向电压总是 $2\sqrt{2}V_2$。

虽然设计倍压整流电路时可以使输出直流电压很高，但负载能力却很低，节数越多，即倍数越高的整流电路，因负载电流增大引起输出电压下降的现象越显著。因此，再次指出，这种电路只适用于负载电流很小的场合。

倍压整流电路中，电容器电容量的选取是个很重要的环节。首先，电容量数值的大小要保证各电容的充电速度远大于放电速度，具体数值要根据实际情况确定。当负载 R_{fz}给定后，应使 n 节电容串联起来的阻抗远小于 R_{fz}。电容量选得较大，负载能力就较强，但容量大、耐压高的电解电容器，体积必然很大，价格也昂贵，装成倍压整流电路很不经济，通常可由调试决定。

第四节 硅稳压管稳压电路

一、用硅稳压管作电压基准元件的稳压电路

在无线电通信、电子计算机和自动控制装置中，都要求使用电压稳定的直流电源。电源电压的稳压程度，往往会直接影响电子设备的性能和工作质量。前面介绍的整流滤波电路，只能把电网的正弦交流电压变换成波形平滑的直流电压，但是，电网电压的波动或负载电流的变动，都会引起输出直流电压在数值上不稳定。为此，电源电路除整流、滤波外还需引入稳压环节。本节首先介绍用硅稳压管作为电压基准元件组成的简单稳压电路，为后面将要详细叙述的各种稳压电路打下基础。

图 3－25 示出了硅稳压管稳压电路的电原理图。在整流滤

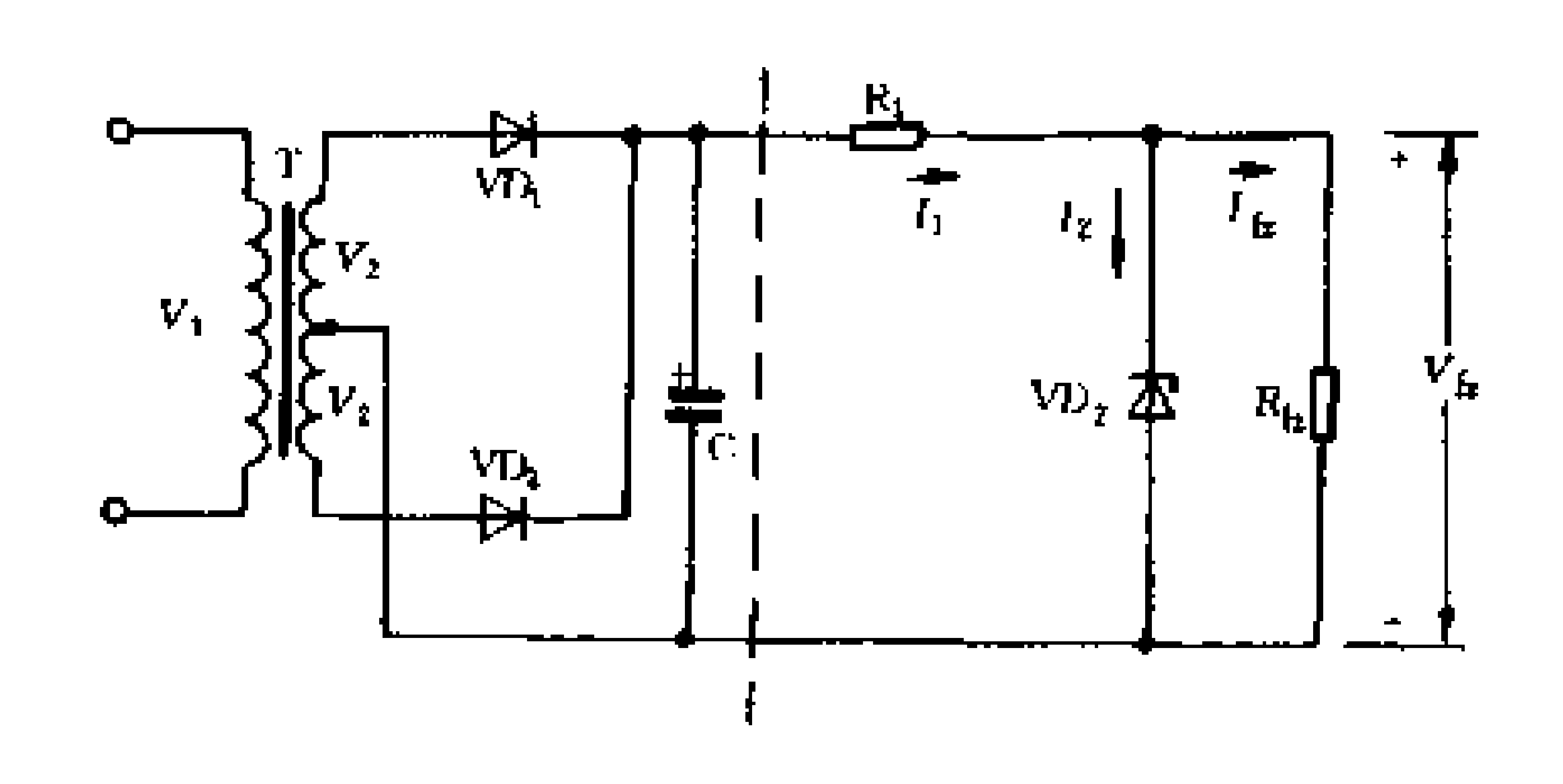


图 3－25 硅稳压管稳压电路

波电路后面（虚线右边部分），通过限流电阻 R_1，将硅稳压管与负载 R_{fz} 并联，利用硅稳压管的稳压特性，将负载电压 V_{fz} 稳定在硅稳压管的稳定电压 V_z 上。为了容易理解电路的稳压原理，我

们给出了它的等效电路，如图 3－26(b)所示。

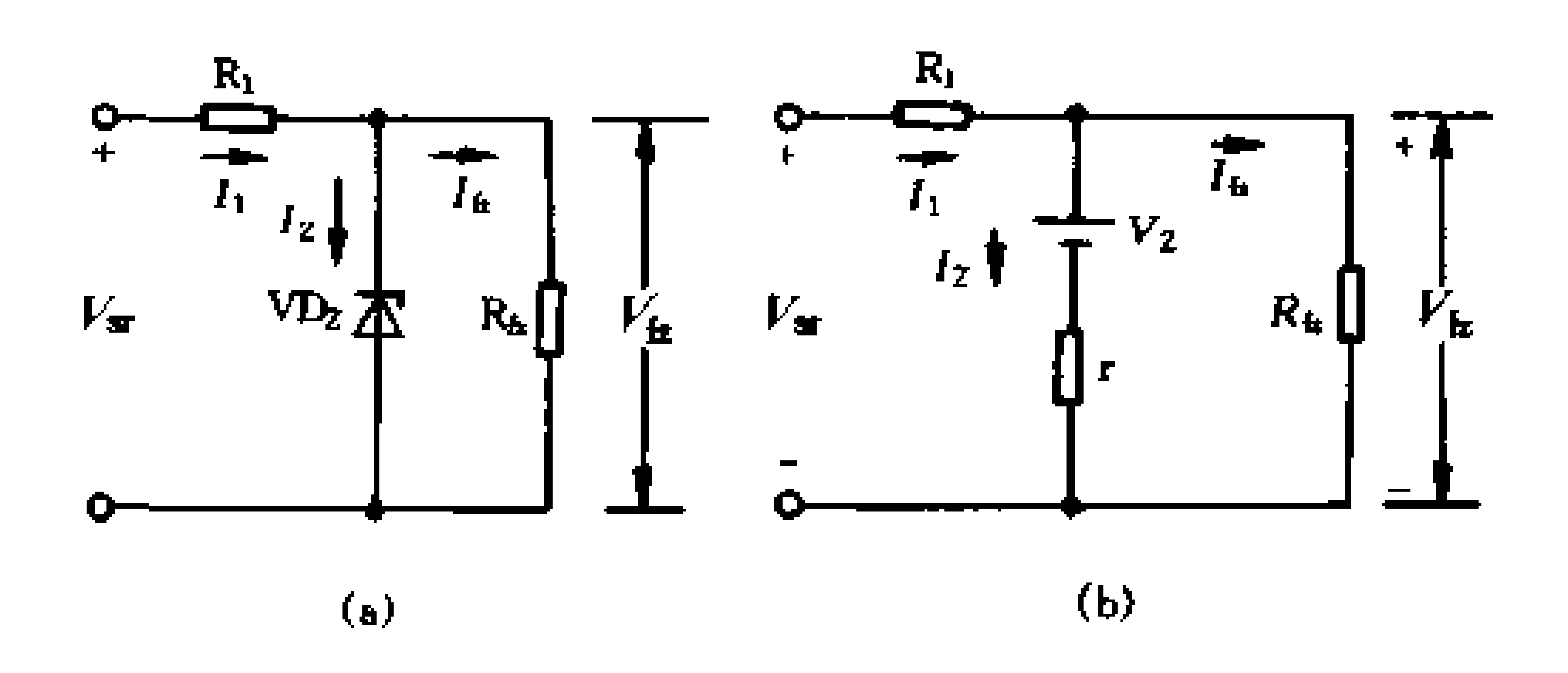


图 3－26　硅稳压管稳压电路及其等效电路

若电网电压升高，整流滤波电路输出端电压 V_{sr} 也随之升高，引起负载电压 V_{fz} 升高，但由于硅稳压管 VD_Z 与负载并联，V_{fz} 只要有很小一点增加，就会使硅稳压管的稳定电流 I_z 急剧增大，导致 I_l 增大，限流电阻 R_l 上的电压降相应增大，相当于把 V_{sr} 的增加量由 R_l 承担下来，保证负载电压 V_{fz} 基本不变。反之，电网电压降低时，V_{sr} 将下降，引起 V_{fz} 下降，此时 I_z 急剧减少，R_l 上的电压降也相应减小，保持负载电压 V_{fz} 基本不变。以上过程可以表示为

$$V_{sr}\downarrow \rightarrow V_{fz}\downarrow \rightarrow I_z\downarrow \rightarrow R_l(I_z + I_{fz})\downarrow$$
$$V_{fz}\uparrow \leftarrow$$

$$V_{sc} = V_{sr} - R_1(I_z + I_{fz})$$

若 V_{sr} 不变而负载电流 I_{fz} 变大，则限流电阻 R_l 上的电压降增大，引起负载电压 V_{fz} 下降。根据稳压管的伏安特性，V_{fz} 只要下降一点点，I_z 就急剧减小，使 R_l 上的电压降再减小下来，保持 R_l 上的电压降基本不变，使负载电压 V_{fz} 得以稳定。这一过程

可表示为

$$V_{fz}\uparrow \rightarrow R_l(I_z+I_{fz})\uparrow \rightarrow V_{fz}\downarrow \rightarrow I_{fz}\downarrow \rightarrow R_l(I_z+I_{fz})\downarrow \rightarrow V_{fz}\uparrow$$

当负载电流 I_{fz}减小时，稳压过程与此相反。

可以看出，稳压管 VD_z起着电流的自动调节作用，限流电阻 R_l 则起着电压调整作用。我们用图 3-26(b)的等效电路来分析硅稳压管的参数和 R_l 对稳压电路性能的影响。

图 3-26(b)中，硅稳压管等效为一个恒压源 V_z 和动态电阻 r 的串联电路。恒压源 V_z 不受电流和电压变化的影响，动态电阻 r 一般都很小(几欧到几十欧)。如果电压 V_{sr}出现微小的波动 ΔV_{sr}，在负载 R_{fz}上引起 V_{fz}的波动为 ΔV_{fz}，则

$$\Delta V_{fz}=\frac{\dfrac{rR_{fz}}{r+R_{fz}}}{R_l+\dfrac{rR_{fz}}{r+R_{fz}}}\cdot \Delta V_{sr}$$

由于 $R_{fz}\gg r$，所以上式可简化为

$$\Delta V_{fz}\approx\frac{r}{R_l+r}\cdot\Delta V_{sr}$$

上式中，由于 $r\ll R_{fz}$，负载上的电压波动将比电源电压波动小得多。稳压管的动态电阻 r 越小，限流电阻 R_l 越大，则 V_{fz}的稳定性越好，式中

$$K=\frac{r}{R_l+r}$$

称为稳压系数。

为了进一步提高稳压性能，可以采用两级稳压电路，如图 3-27所示。由图可以列出

$$\Delta V_1 = \frac{r_{12}}{R_1 + r_{12}} \cdot \Delta V_{sr} = K_1 \cdot \Delta V_{sr}$$

$$\Delta V_{fz} \approx \frac{r_3}{R_2 + r_3} \cdot \Delta V_1 = K_3 \cdot \Delta V_1$$

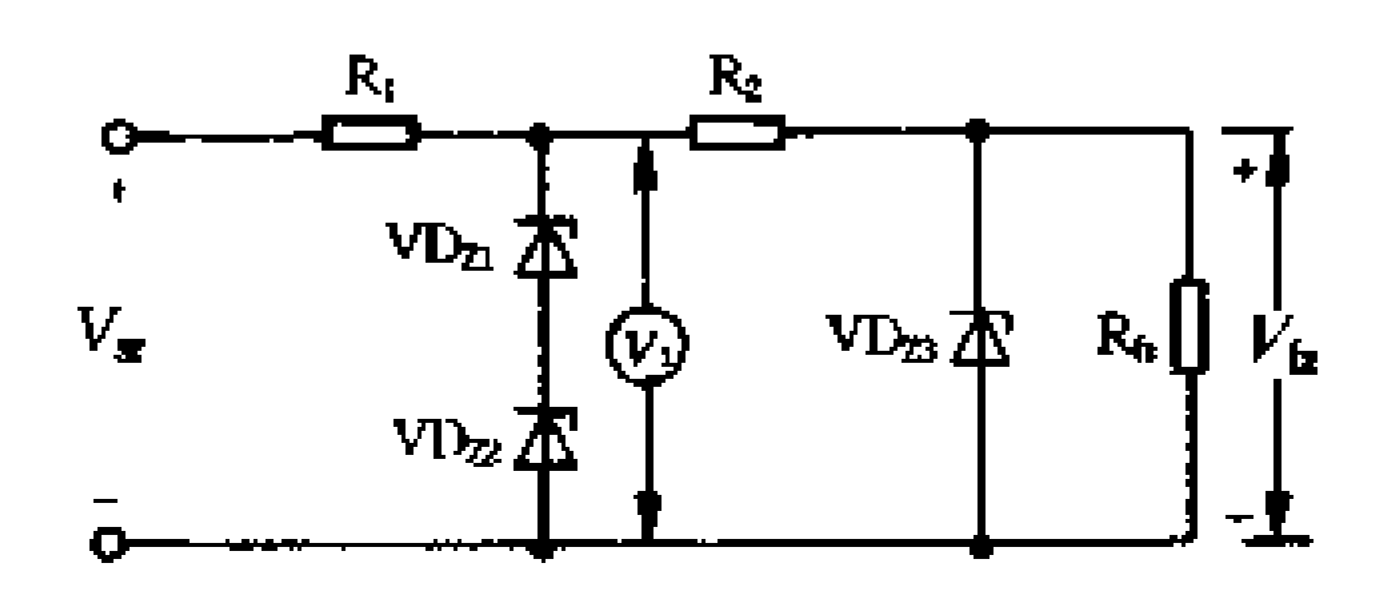


图 3－27　两极稳压电路

因此
$$\Delta V_{fz} \approx \frac{r_{12}}{R_1 + r_{12}} \cdot \frac{r_3}{R_2 + r_3} \cdot \Delta V_{sr}$$

式中，$r_{12} = r_1 + r_2$，即稳压管 VD_{z1} 与 VD_{z2} 的动态电阻之和。将上式写成

$$\Delta V_{fz} = K_1 \cdot K_2 \cdot \Delta V_{sr}$$

显然，二级硅稳压管稳压电路的稳压性能较一级稳压电路好得多，并能输出两种稳定电压 V_1 和 V_{fz}。它适用于稳定度要求较高的小容量直流电源。

二、硅稳压管稳压电路的设计计算

根据以上分析，大家已经了解，硅稳压管稳压电路中稳压管 VD_z 和限流电阻 R_1 的参数，直接影响着负载上直流电压的稳定度。因此，无线电爱好者制作稳压电路时，应根据给定的负载电压 V_{fz} 和最大负载电流 $I_{fz(max)}$，选择合适的稳压管和限流电阻。

1. 硅稳压管的选择

由于稳压管是与负载并联的，所以稳压管的稳定电压 V_z 等

于负载直流电压 V_{fz}，即

$$V_z = V_{fz}$$

稳压管的最大稳定电流根据以下原则来考虑：当 $I_{fz}=0$ 时，为保证 V_{fz} 不变，I_z 的增加量应为 $I_{fz(max)}$。另一方面，输入电压 V_{sr} 升高（按增加 10% 估算），也会引起 I_z 增大，所以一般取

$$I_{z(max)} \approx (2 \sim 3) I_{fz(max)}$$

在对稳压电路稳定度要求较高的场合，应尽可能选用动态电阻小，电压温度系数小的管子组合起来使用。

2. 确定输入电压 V_{sr}

由于稳压电路的稳压系数 $K = \frac{\Delta V_{fz}}{\Delta V_{sr}}$，$V_{sr}$ 越大，稳压性能越好，一般取

$$V_{sr} = (2 \sim 3) V_{fz}$$

3. 计算限流电阻 R_1

根据图 3－26(a)，限流电阻 R_1 可由下式算出

$$R_1 = \frac{V_{sr} - V_{fz}}{I_z + I_{fz}}$$

但是，式中 V_{sr} 和 I_{fz} 都是变化的，当 $I_{fz}=0$，V_{sr} 为最大时，I_z 最大，即

$$I_{z(max)} = \frac{V_{sr(max)} - V_{fz}}{R_1}$$

为保证 I_z 不超过稳压管的最大稳定电流，要求 R_1 值足够大，即

$$R > \frac{V_{sr(max)} - V_{fz}}{I_{z(max)}}$$

当 I_{fz} 为最大，V_{sr} 为最小时，I_2 最小，为保证 I_z 大于稳压管的最小稳定电流，R_1 又要足够小，即

$$R < \frac{V_{sr(min)} - V_{fz}}{I_z + I_{fz(max)}}$$

由此可以得到限流电阻 R_1 的选择范围为

$$\frac{V_{sr(max)} - V_{fz}}{I_{z(max)}} < R_1 < \frac{V_{sr(min)} - V_{fz}}{I_z + I_{fz(max)}}$$

4. 校核稳压电路的稳定度

$$K = \frac{\Delta V_{fz}}{\Delta V_{sr}} \approx \frac{r}{R_1 + r}$$

[例题] 硅稳压管稳压电路(图 3-28),要求输出稳定直流电压 $V_{fz} = 6V$,最大负载电流 $I_{fz(max)} = 10mA$,稳定系数 $K \leqslant 0.04$,试选择硅稳压管和限流电阻。

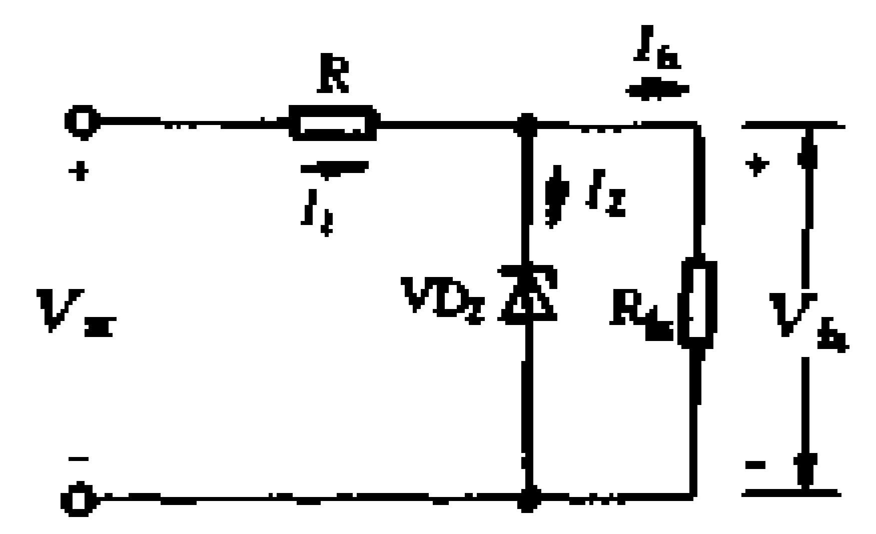


图 3-28 例题附图

解:

1. 选择稳压管

取 $V_z = V_{fz} = 6V$

查手册,选用精密稳压管 2DW7B,其参数为 $V_z = 5.8 \sim 6.6V$, $I_z = 10mA$, $P_z = 200mW$, $r \leqslant 15\Omega$, $I_{z(max)} = 30mA$。

2. 确定输入电压

因 $V_{sr} = (2 \sim 3) V_{fz}$

故取 $V_{sr} = 3V_{fz} = 18(V)$

3. 计算限流电阻

根据 R_1 的选择范围 $\frac{V_{sr(max)} - V_{fz}}{I_{z(max)}} \nless R_1 < \frac{V_{sr(min)} - V_{fz}}{I_z + I_{fz(max)}}$

一般电网电压波动范围为 ±10%,则

$$V_{sr(max)} = 18(1 + 10\%) = 19.8(V)$$

$$V_{sr(min)} = 18(1 - 10\%) = 16.2(V)$$

将数值代入上列不等式

$$\frac{19.8 - 6}{30} < R_1 < \frac{16.2 - 6}{10 + 10}$$

解得　　$0.46\mathrm{k}\Omega < R_1 < 0.51\mathrm{k}\Omega$

选　　　$R_1 = 470\Omega$。

4. 核算稳压系数

$$K = \frac{r}{R_1 + r} = \frac{15}{470 + 15} = 3.1\%$$

第五节　串联型晶体管稳压电路

上节介绍的硅稳压管稳压电路，是通过改变与负载并联的稳压管的电流来实现稳压的，所以属于并联型稳压电路。由于硅稳压管稳定电流允许的变化范围在 $I_{z(\min)}$ 到 $I_{z(\max)}$ 之间，允许的负载电流很小(不超过几十毫安)。同时，这种电路输出的稳定电压为定值，不能调节，所以不能用作电子电路或整机的能源，一般多用来作电路前级的稳压和其他电源电路的基准电压。实用的电源电路多采用串联型晶体管稳压电路。

一、稳压原理和典型电路

串联稳压的基本原理可用图 3 - 29(a)的模型电路加以说明。图中，V_{sr}是整流滤波电路输出的不稳定直流电压，V_{sc}是负

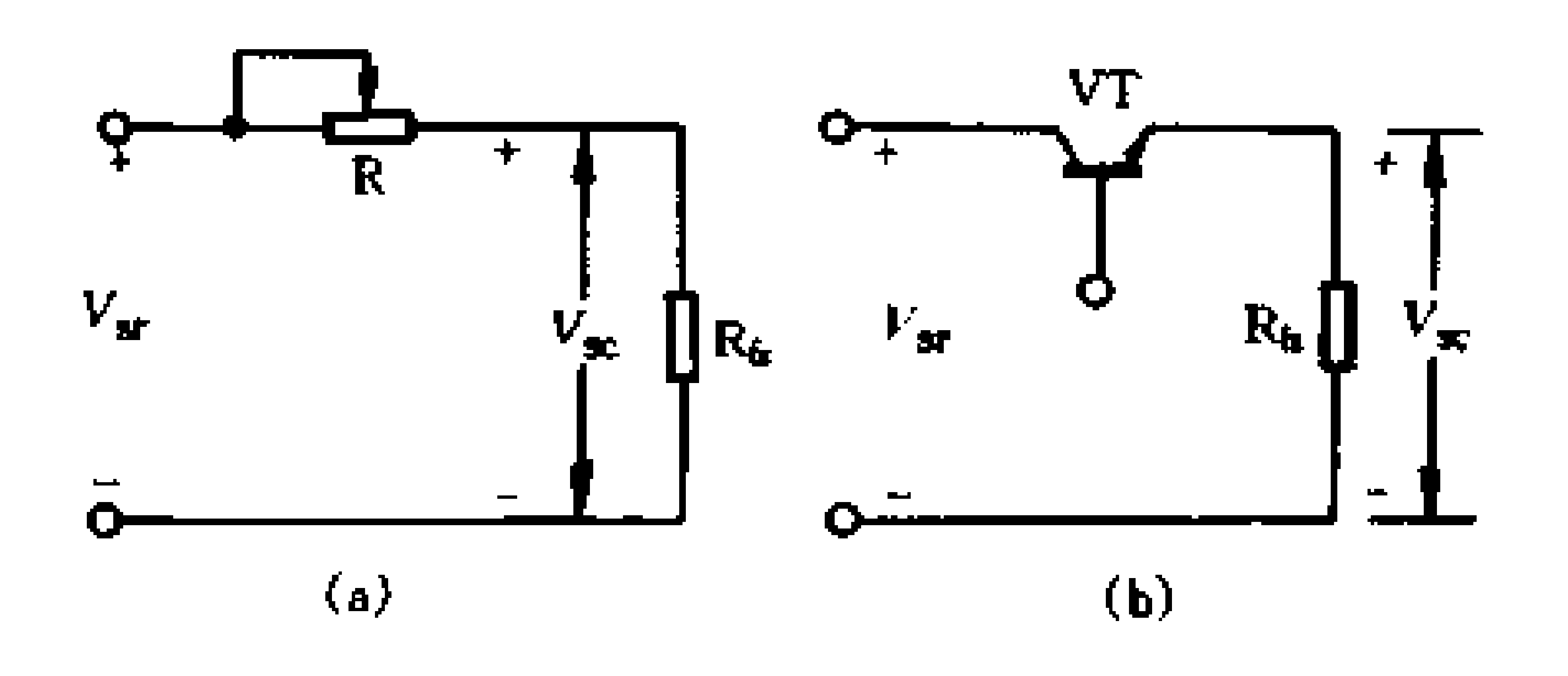


图 3 - 29　串联稳压原理

载需要的稳定直流电压，通过与负载串联的调整元件——可变电阻 R 达到稳压的目的。可变电阻 R 与负载电阻 R_{fz}构成对 V_{sr} 的电阻分压电路，即

$$V_{sc} = \frac{R_{fz}}{R + R_{fz}} V_{sr}$$

当输入电压 V_{sr}增加时，把可变电阻 R 的阻值调大，即可保持负载电压 V_{sc}稳定不变。若 V_{sr}不变，负载电流增大(相当于负载电阻 R_{fz}变小)，可调小 R 的阻值，即可保持 V_{sc}不变。由于在电路中作为调整元件的 R 是与负载串联的，故称之为串联稳压。实际的串联型稳压电路，是用晶体管代替可变电阻 R 作为调整元件，如图 3－29(b)所示。为什么晶体管可以用作可变电阻呢？这是因为工作在放大区的晶体管，其管压降 V_{ce}可以受基极电流的控制，即晶体管具有可变电阻的特性，如图 3－30 所示。

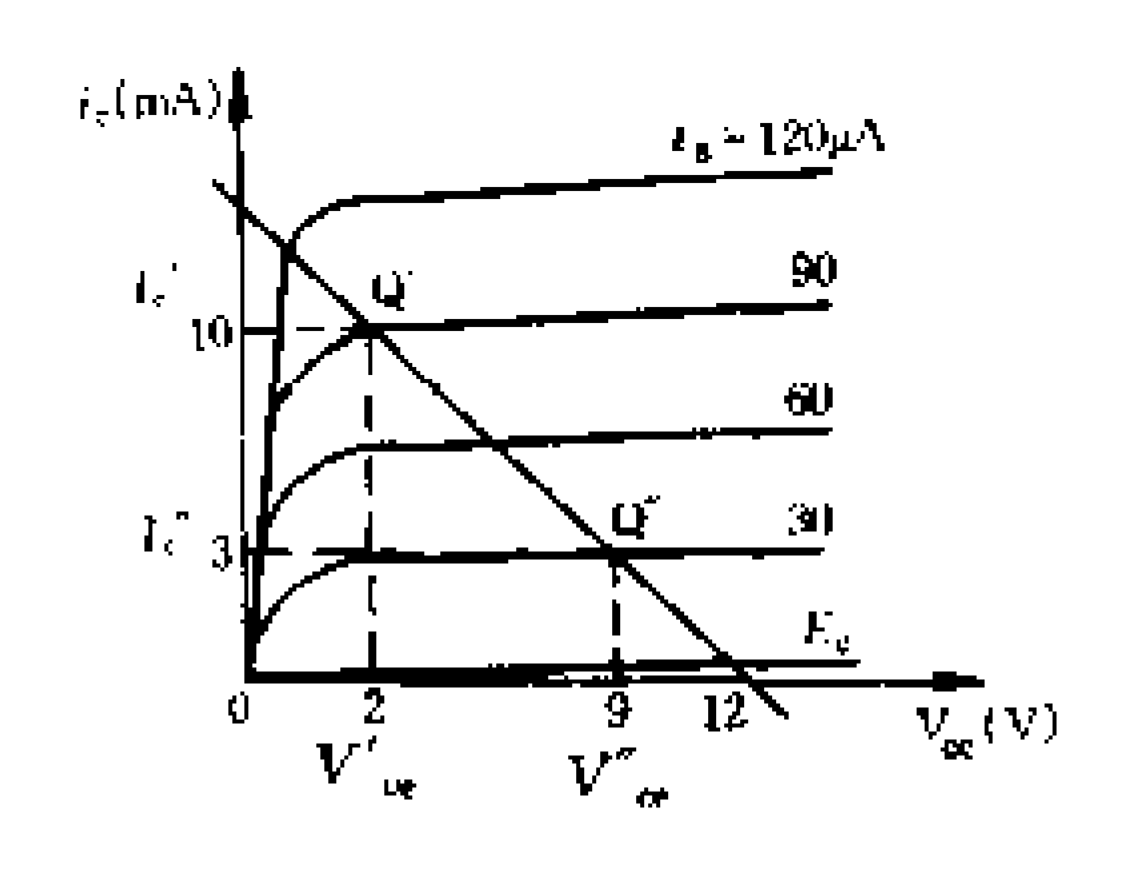


图 3－30　晶体管的可变电阻特性

当 $i_b = I_b' = 90\mu A$ 时，晶体管工作在 Q 点($I_c' = 10\mu A$，$V_{ce}' = 2V$)，可以算出 c、e 间的直流电阻

$$R_{ce}' = \frac{V_{ce}'}{I_c'} = \frac{2}{10} = 0.2(k\Omega)$$

当 $i_b = I_b'' = 30\mu A$ 时，晶体管工作在 Q″点($I_c'' = 3mA$，$V''_{ce} = 9V$)，c、e 间的直流电阻为

$$R_{ce}'' = \frac{V_{ce}''}{I_c''} = \frac{9}{3} = 3(k\Omega)$$

由此可见，晶体管 c、e 之间的直流电阻 R_{ce}是受基极电流控制的。另外，由于晶体管具有恒流特性，在 I_b 不变的情况下，随着 V_{ce}的增加，R_{ce}会相应地增大。

在串联稳压电路中，为了自动维持输出电压的稳定，利用输出电压的变化量作为反馈控制信号去控制晶体管的基极电流，从而调节 c、e 间的电压 V_{ce}（相当于调节 R_{ce}），达到自动稳压的目的。由于与负载串联的晶体管是作调整用的，所以称它为调整管。

图 3－31 所示是一个最简单的串联型晶体管稳压电路。VT

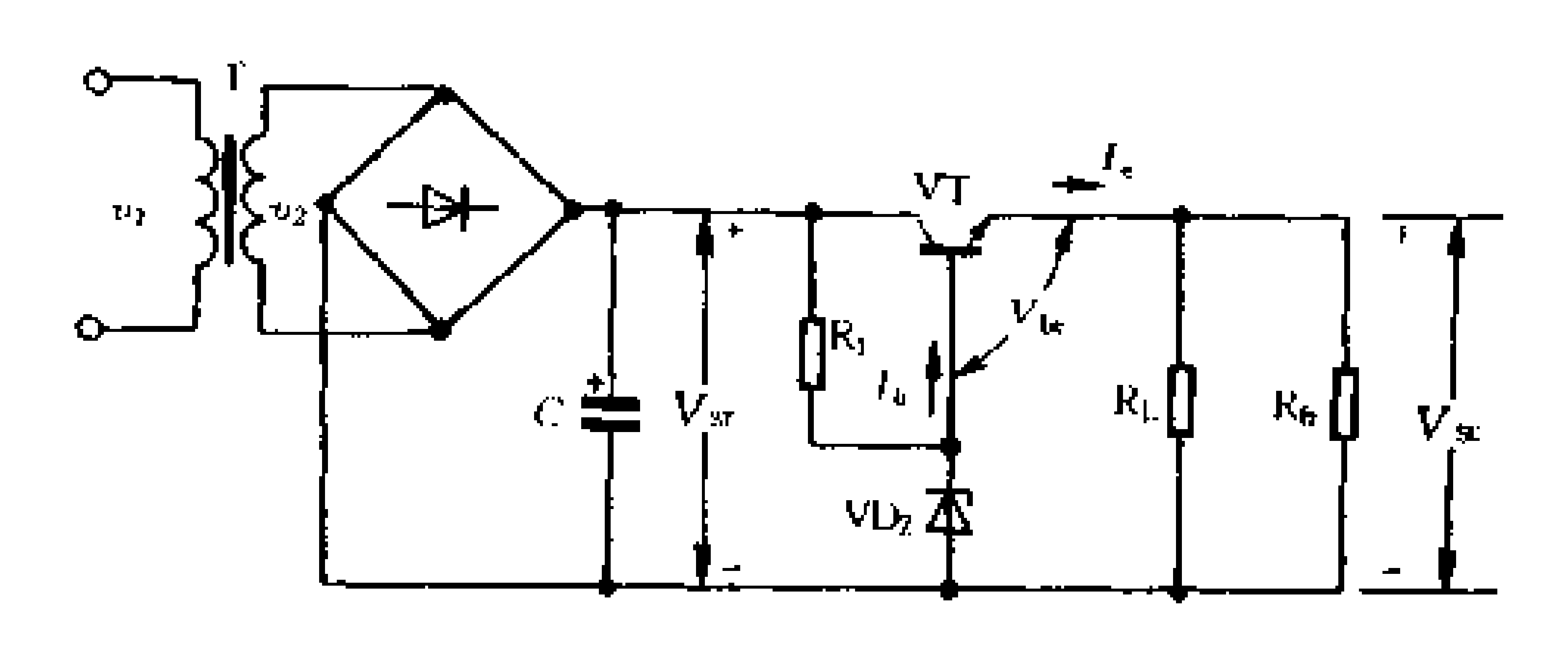


图 3－31　最简单的串联型稳压电路

是与负载串联的调整管，稳压管 VD_z和电阻 R_1 组成的稳压电路向 VT 基极提供基准电压 V_b，负载电流 I_{fz}流过调整管 VT，可以输出较大的电流。

若负载发生变化造成输出电压 V_{sc}降低时，由于 $V_{sc}=V_e$，使调整管的 V_{be}随之发生变化，即

$$V_{be}=V_b-V_e=V_b-V_{sc}$$

式中，V_b 是稳压管提供的基准电压为恒定值，V_{sc}降低，则 V_{be}增大，使 I_b、I_c 都增加，V_{ce}随之减小，保持 V_{sc}基本不变。这一调整过程可表示为

$$V_{sc}\downarrow \rightarrow V_{be}\uparrow \rightarrow I_b\uparrow \rightarrow I_c\uparrow \rightarrow V_{ce}\downarrow$$
$$V_{sc}\uparrow \leftarrow$$

图 3－31 的稳压电路是靠输出电压 V_{sc}的变化量作为控制信号直接控制调整管进行稳压的，只有当输出电压的变化量△V_{sc}足够大时，才能推动调整管进行工作，所以稳定度不高。如果我们在电路中增添一个放大环节，当输出电压有微小的变化量△V_{sc}时，经过放大，就可使调整管动作，使输出电压稳定下来。放大电路的放大倍数越高，输出电压的稳定度越高。

图 3－32 是具有放大环节的串联型稳压电路。图中，r'_o 是

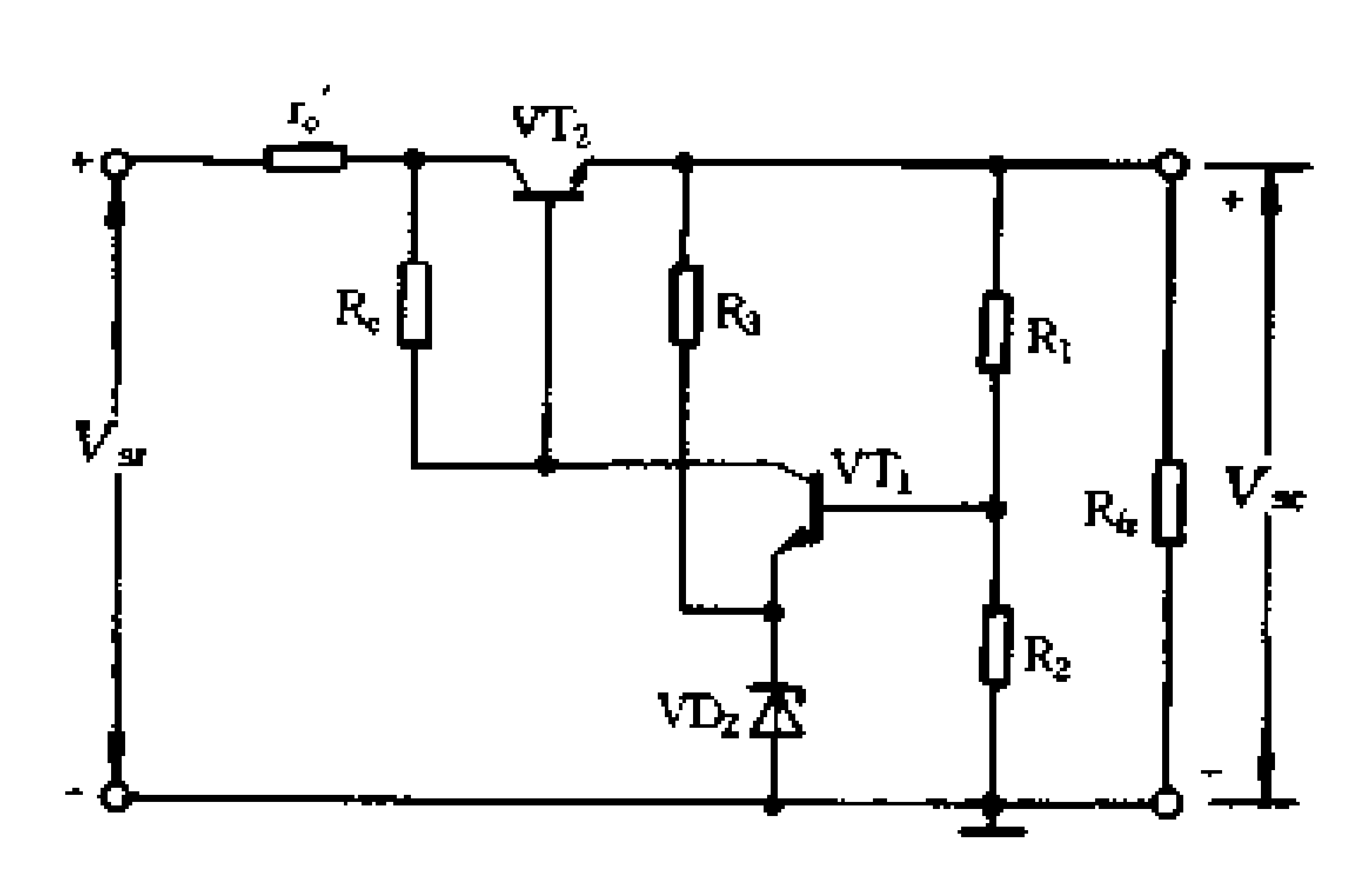


图 3－32 具有放大环节的串联稳压电路

整流滤波电路的输出电阻，VT_2 为调整管，VT_1 组成单管直流放大电路，R_c 既是它的集电极电阻，又是 VT_2 的基极偏置电阻；稳压管 VD_z 和电阻 R_3 提供基准电压 V_z，同时可以利用稳压管的正温度系数补偿晶体管 VT_1 的负温度系数，以减小放大管 VT_1 的零点漂移；R_1、R_2 组成分压器，用来反映输出电压的变化，称为取样电路。

当输入电压 V_{sr}变大（或负载电流 I_{fz}变小）时，将引起输出电压 V_{sc}增大，经分压电阻 R_2 取出 V_{sc}的一部分作为 VT_1 管的基

极电压 V_{b1}，与基准电压 $V_z = V_{e1}$ 进行比较，其差值为 $V_{be1} = V_{b1} - V_{e1}$，则 V_{be1} 增大，经 VT_1 放大后，引起 I_{c1} 增加，V_{c1} 减小。由于 $V_{c1} = V_{b2}$，V_{c1} 减小时，$V_{be2} = V_{b2} - V_{e2} = V_{c1} - V_{sc}$，则 V_{be2} 也减小，I_{b2} 也随之减小，控制调整管 VT_2，使 V_{ce2} 增大，从而保持 V_{sc} 不变。这个稳压过程可表示为

$$V_{sc}\uparrow \rightarrow V_{b1}\uparrow \rightarrow I_{c1}\uparrow \rightarrow V_{c1}\downarrow \rightarrow V_{b2}\downarrow \rightarrow I_{b2}\downarrow \rightarrow V_{ce2}\uparrow \rightarrow V_{sc}\downarrow$$

同理，当输入电压减小（或负载电流增大）使 V_{sc} 减小时，通过类似过程，使调整管 的 V_{ce2} 减小，保持 V_{sc} 不变。

典型的串联型晶体管稳压电路都包括上述四个环节，即：调整环节、比较放大环节、基准电压和取样电路。图 3－33 绘出了典型串联型稳压电路的原理框图。其中，VT 为调整环节，三角形是比较放大环节，V_R 是基准电压，R_1、R_2 组成取样电路。

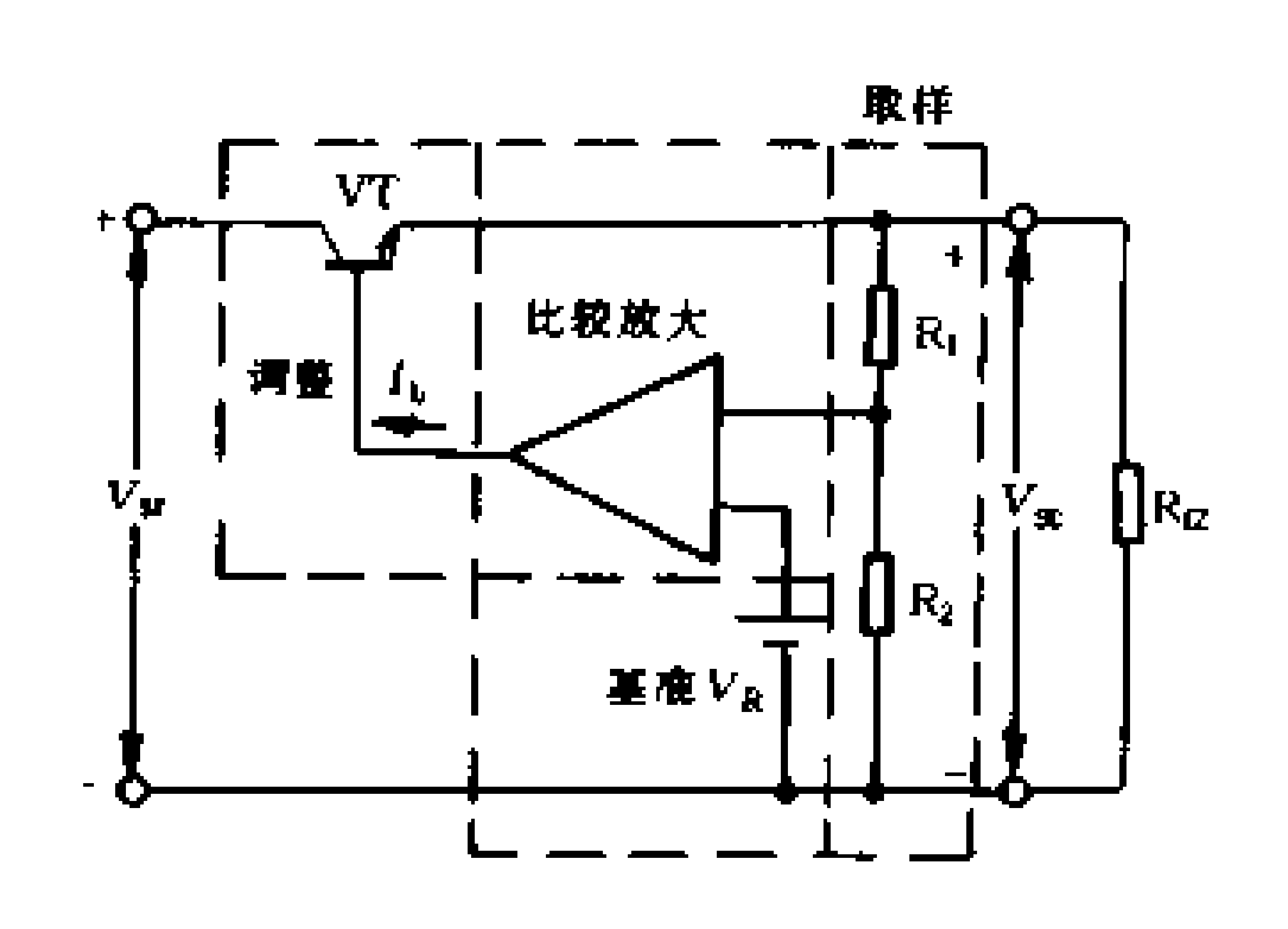


图 3－33　串联型稳压电路原理框图

显然，这种电路实际上是一个闭环调整系统，从不稳定的输出电压 V_{sc} 中取出一个反馈电压 V_F，即

$$V_F = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sc} = \eta V_{sc}$$

式中，$\eta = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ 称为取样分压比。V_F 与 V_R 比较，经放大后再去控制调整管 VT 的管压降 V_{ce}，从而使输出电压恢复到稳定值上。显然，调整管的调整作用是依靠取样电压 V_F 和基准电压

V_R之间的偏差来实现的，必须有偏差才能调整，V_{sc}不可能达到绝对稳定，只能是基本稳定。图 3－33 的电路是一个有差调整系统，放大环节的放大倍数越高，调整作用越强，也就是说，只要V_{sc}发生一个微小的变化，就能使调整系统迅速做出反映，把输出电压稳定下来。所以，稳定是相对的，不稳定是绝对的。性能良好的稳压电路也不过是稳压精度较高罢了。当比较放大电路的放大倍数足够大时，V_F与V_R很接近，即

$$\eta V_{sc} \approx V_R \quad 或 \quad V_{sc} \approx \frac{V_R}{\eta}$$

上式说明，输出电压V_{sc}与基准电压V_R成正比，与取样电路分压比η成反比。当V_R及η确定后，V_{sc}也就确定了。为此，可以通过改变取样电路的分压比η，在一定范围内改变输出电压V_{sc}，其原理电路及基本电路如图 3－34 所示。

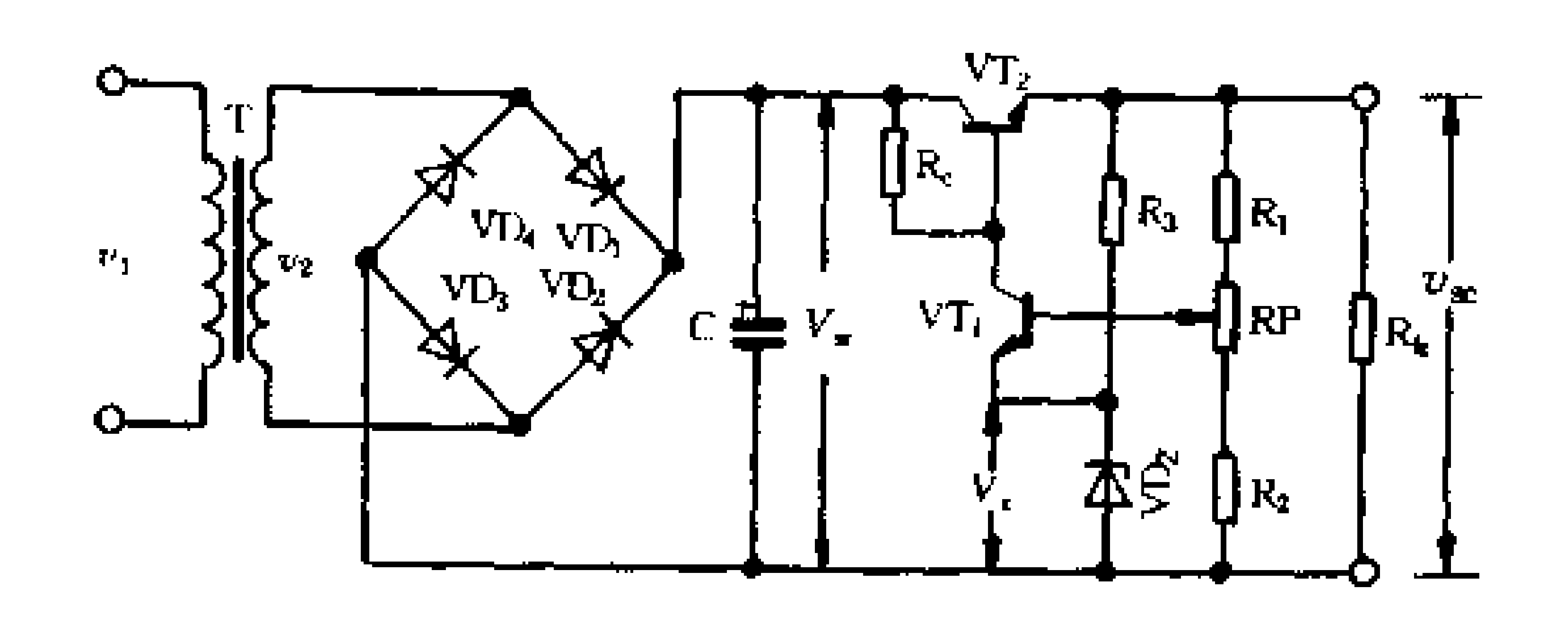


图 3－34 输出电压可调的稳压电路

由图 3－34 可见

$$\begin{cases} V_{b1} = V_z + V_{be1} \\ V_{b1} = V_{sc}\dfrac{R_2 + (RP)_{下}}{R_1 + R_2 + RP} \end{cases}$$

式中，$(RP)_下$是电位器 RP 调到靠近 R_2 一端的电阻值。

由上两式可以解出

$$V_{sc}=V_{b1}\frac{R_1+R_2+RP}{R_2+(RP)_下}=(V_z+V_{be1})\frac{R_1+R_2+RP}{R_2+(RP)_下}$$

将电位器调整到最上端和最下端，即是 V_{sc}的变化范围，即

$$V_{sc(min)}=(V_z+V_{be1})\frac{R_1+R_2+RP}{R_2+RP}$$

$$V_{sc(max)}=(V_z+V_{be1})\frac{R_1+R_2+RP}{R_2}$$

二、稳压电路的主要技术指标

稳压电路的主要技术指标可以分成两部分：一部分是特性指标，如输出电压、输出电流及电压调节范围等；另一部分是质量指标，反映一个稳压电路的优劣，包括稳定度、等效电阻、纹波电压及温度系数等。下面分别介绍几个质量指标的含意。

(1) 由于输入电压变化而引起输出电压变化的程度用稳定度指标来表示，常用以下两个参数：

① 稳定系数 S：它表示负载不变时，输出电压的相对变化量与输入电压的相对变化量之比，即

$$S=\frac{\dfrac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}}}{\dfrac{\Delta V_{sr}}{V_{sr}}}=\frac{\Delta V_{sc}}{\Delta V_{sr}}\cdot\frac{V_{sr}}{V_{sc}}$$

S 的大小反映着一个稳压电路克服输入电压变化的能力。给定了输入电压的变化量 ΔV_{sr}，S 越小，输出电压的变化越小，电源的稳定度越好。通常 S 约为 $10^{-2}\sim10^{-4}$。

② 电压调整率：当输入电压（电网电压）波动 ±10% 时，引

起的输出电压相对变化量$\frac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}}$,称为电压调整率。一般$\frac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}} \leq$ 1%、0.1%。

(2) 由于负载电流变化而引起的输出电压变化程度,常用以下两个参数表示:

① 等效内阻(输出电阻)R_n:它表示输入电压不变时,负载电流变化 ΔI_{fz},引起的输出电压变化量 ΔV_{sc},即

$$r_n = \frac{\Delta V_{sc}}{\Delta I_{fz}} \quad (\Omega)$$

r_n 反映了负载变动时,输出电压维持恒定的能力。r_n 越小,则 I_{fz}变化时输出电压的变化也越小。

② 电流调整率:指负载电流从零变到最大值时,输出电压的相对变化量$\frac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}}$。

例如,一个稳压电源 $V_{sc} = 12V$,I_{fz}从零变化到 500mA 时,输出电压从 12.10V 变到 11.95V,则电流调整率为

$$\left| \frac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}} \right| = \frac{12.10 - 11.95}{12} = 1.25\%$$

相当于其内阻为 $r_n = \frac{0.15V}{0.5A} = 0.3\Omega$。

(3) 最大纹波电压:系指输出电压中 50Hz 或 100Hz 的交流分量,通常用有效值或峰值来表示。经过稳压后,可以使整流滤波后的纹波电压大大降低,降低的倍数反比于稳压系数 S。

(4) 温度系数 K_T:既使输入电压和负载电流都不变,由于环境温度的变化,也会引起输出电压的漂移,一般用温度系数 K_T 来表示,即

$$K_T = \left| \frac{\Delta V_{sc}}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta V_{sr} = 0 \\ \Delta I_{fz} = 0}} \quad (单位为 V/℃)$$

三、稳压电路的过载和短路保护

串联型晶体管稳压电路中，调整管和负载串联，全部负载电流流过调整管。使用中如果不慎将输出短路或出现过电流时，调整管将流过很大电流，而且几乎全部整流输出电压 V_{sr} 都会加在调整管 c、e 之间，使调整管严重过载而损坏。为此，在分立元件稳压电路和集成稳压电路中都设有过流、过热保护和调整管安全工作区保护电路。当电流超过某一数值时，保护电路动作，自动限制输出电流的大小，使调整管免遭损坏。一旦外电路故障排除，电路又自动恢复工作。在分立元件稳压电路中，过流保护电路大致可分为电流限制型和电流截止型两类。

1. 电流限制型保护电路

电流限制型保护电路的功能是，当负载电流超过某一定值 I_{fzm} 时，输出电压自动下降，将电流限制在一定范围内。采用这种保护电路，必须注意到在输出端短路时，全部输入电压 V_{sr} 将加在调整管上，使调整管负担过重。为此，在选择调整管时要按处于保护状态下的功率来选取。

(1) 二极管电流限制型保护电路

图 3 – 35 所示是采用二极管电流限制型保护电路的串联型稳压电路。图中二极管 VD 和检测电阻 R_0 接在调整管的 b、e 之间。此时，加在二极管 VD 上的电压是调整管的 V_{be} 和 R_0 上的电压降之和。正常工作时，二极管上的正向电压较低，不能导通。当负载电流 I_{fz} 增大到 I_{fzm} 时，R_0 上的电压降增大到足以使二极管 VD 导通，这时

$$V_0 = V_{be} + I_{fzm}R_0$$

利用 R_0 上的电压降 $I_{fzm}R_0$ 来限制调整管 V_{be} 的继续增加，从而限制了发射极电流（$I_e \approx I_{fzm}$）。其值为

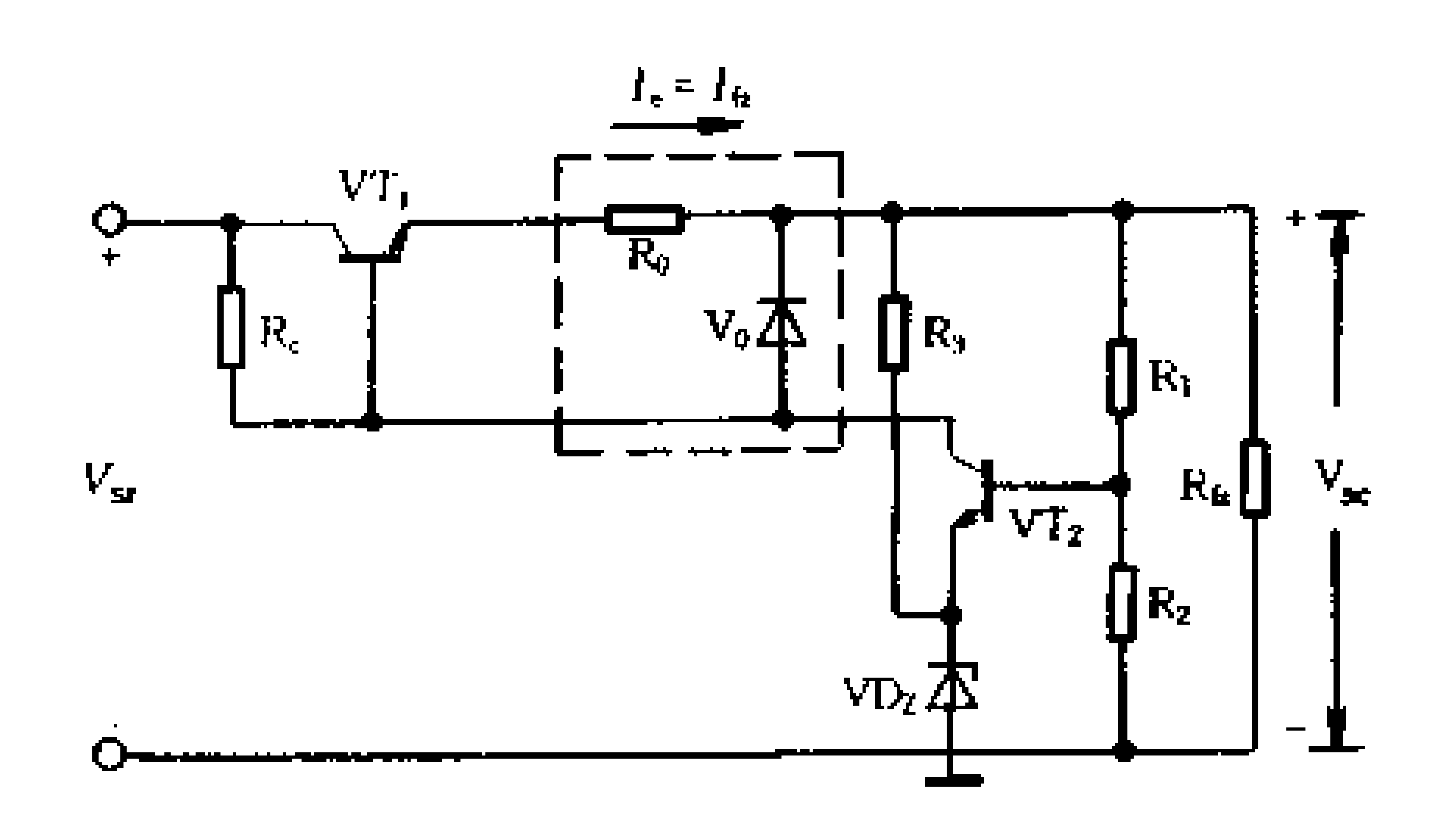


图 3-35 二极管电流限制型保护电路

$$I_{fzm} = \frac{V_0 - V_{be}}{R_0}$$

这种保护作用也可以理解为，当 VD 导通时，VD 的正向电阻很小，对调整管基极电流的分流作用很大，使调整管 I_b 减小，从而限制了调整管的电流 I_e。

这种保护电路，当负载电流恢复正常时，电路仍可继续工作。

(2) 晶体管电流限制型保护电路

图 3-36 中，虚线框内的部分是保护电路。它由晶体管 VT$_3$、分压电阻 R$_5$、R$_6$ 和检测电阻 R$_0$ 组成。晶体管 VT$_3$ 的集电极接在调整管 VT$_1$ 的基极上，即与 VT$_2$ 共用一个集电极电阻 R$_4$。在正常工作时，检测电阻 R$_0$ 两端的电压降大小正比于负载电流，并且小于分压电阻 R$_6$ 两端的电压降 V_{e3}，所以 VT$_3$ 处于截止状态，保护电路不起作用，对稳压电路工作没有任何影响。当负载电流超过某一给定值时，电阻 R$_0$ 两端的电压降就会大于 R$_6$ 两端的电压 V_{e3}，因而使 VT$_3$ 导通。此时，VT$_3$ 的集电极电流

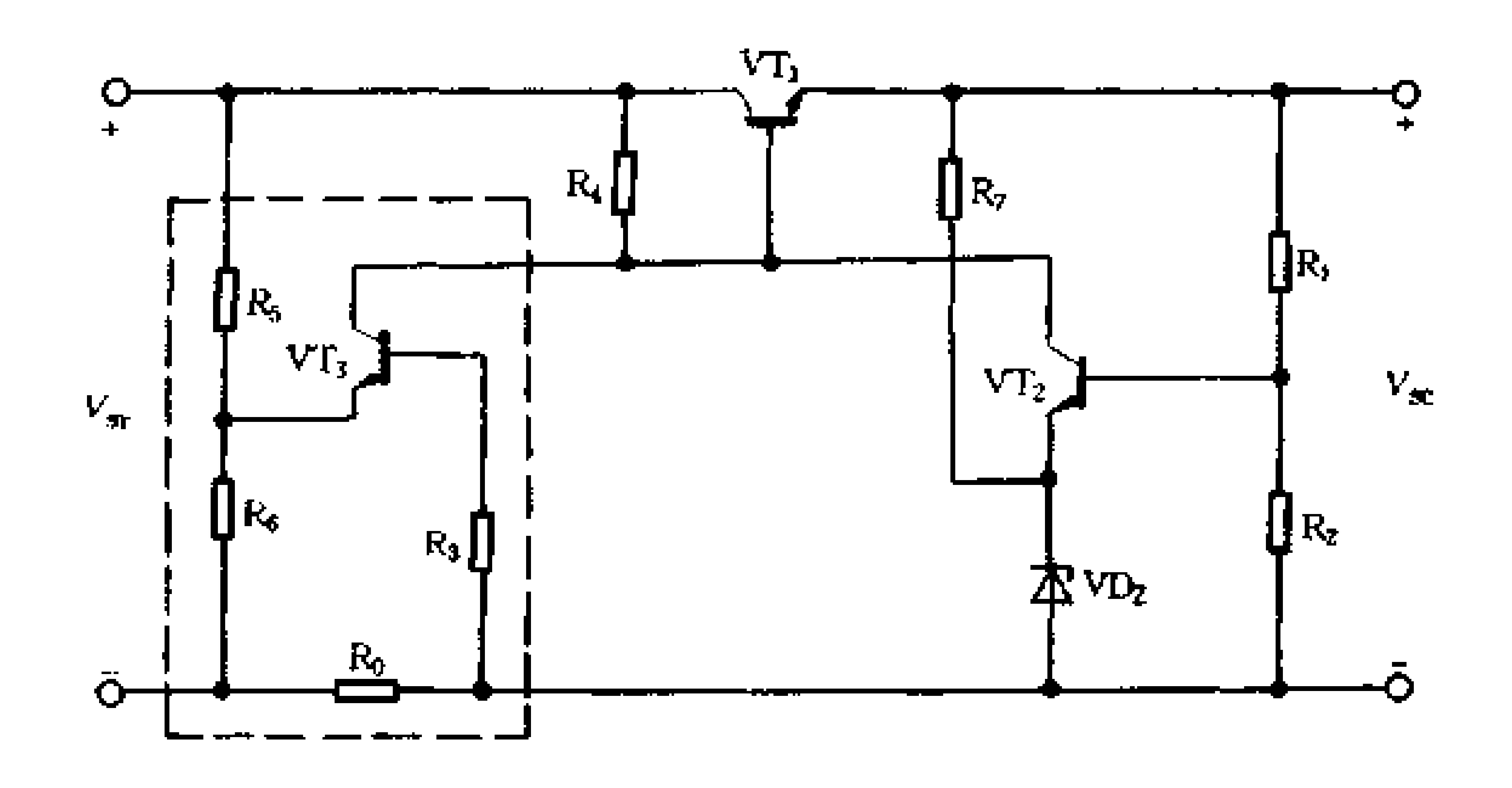


图 3-36 晶体管电流限制型保护电路

流过 R_4,使调整管 VT_1 的基极电位 V_{b1} 下降,基极电流 I_{b1} 减小,从而使负载电流也相应减小,限制了输出电流。这样就把调整管的管耗限制在允许值内,起到了保护作用。

2. 电流截止型保护电路

上述电流限制型保护电路,虽然能限制过载和短路电流,保护调整管,但保护电路工作时,调整管的管压降 V_{ce} 值达到最大,I_c 值也是最大,所以管耗相当大,要求选用容量大的管子,很不经济。电流截止型保护电路的特点是,在严重过载和短路时,将使输出电压和输出电流都下降到接近于零。

图 3-37 所示是电流截止型保护电路的原理图,它由晶体管 VT_2 和分压电阻 R_4、R_5 组成。在稳压电路处于正常工作状态时,通过电阻分压器取得的 VT_2 管基极电位 V_{b2} 小于发射极电位 V_{e2},所以 VT_2 截止,对稳压电路不起作用。当电路输出端发生短路时,$V_{sc}\approx 0$,所以 $V_{e2}\approx 0$,使 VT_2 饱和导通,其饱和压降 V_{ces2}

将 VT_1 的发射结短路，迫使调整管 VT_1 截止，其集电极与发射极电流为零，实现了电流截止保护。

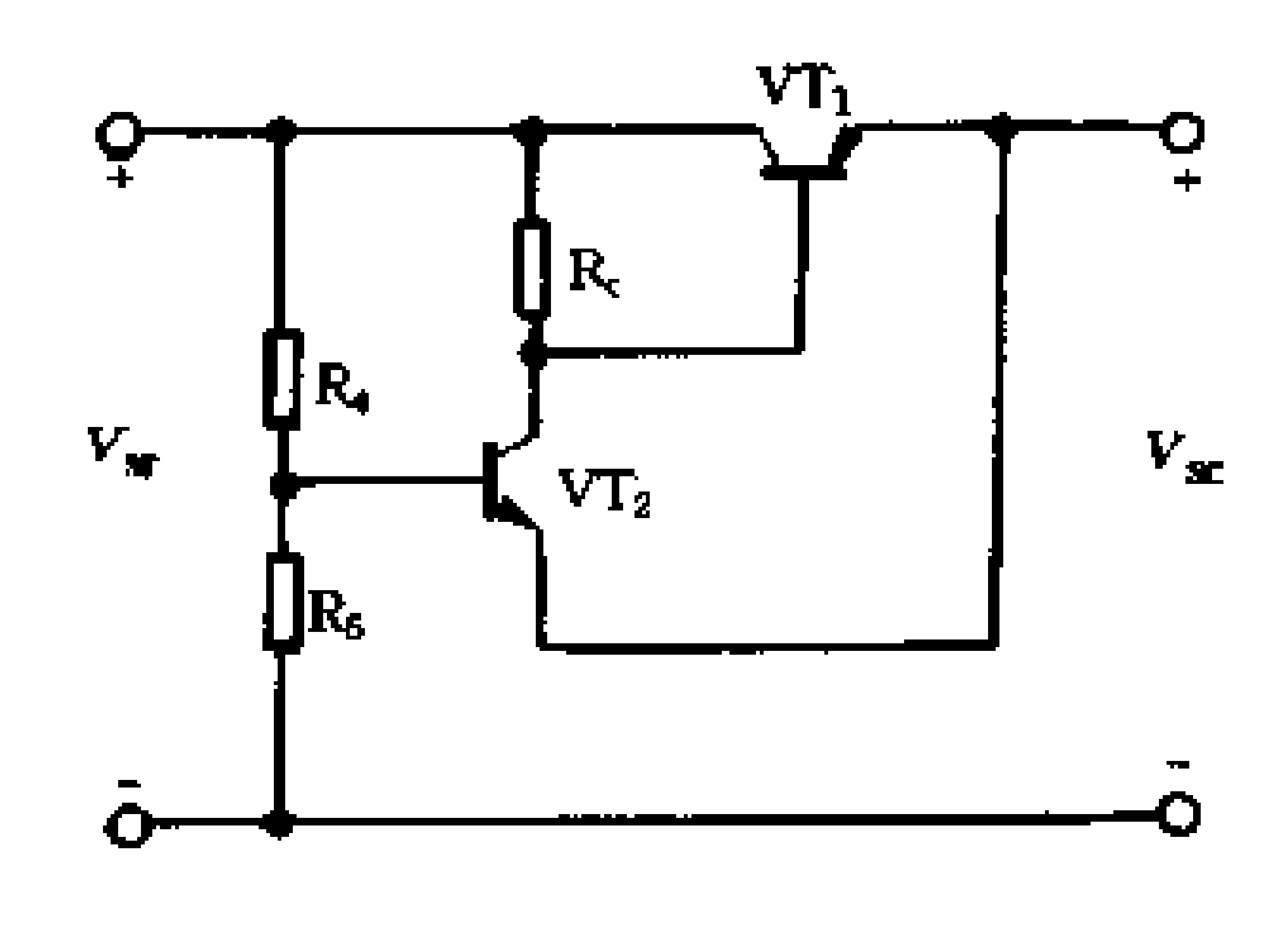


图 3－37　电流截止型保护电路原理

图 3－38 所示是另一种电流截止型保护电路（图中虚线框内的部分）。在稳压电路正常工作时，流过检测电阻 R_0

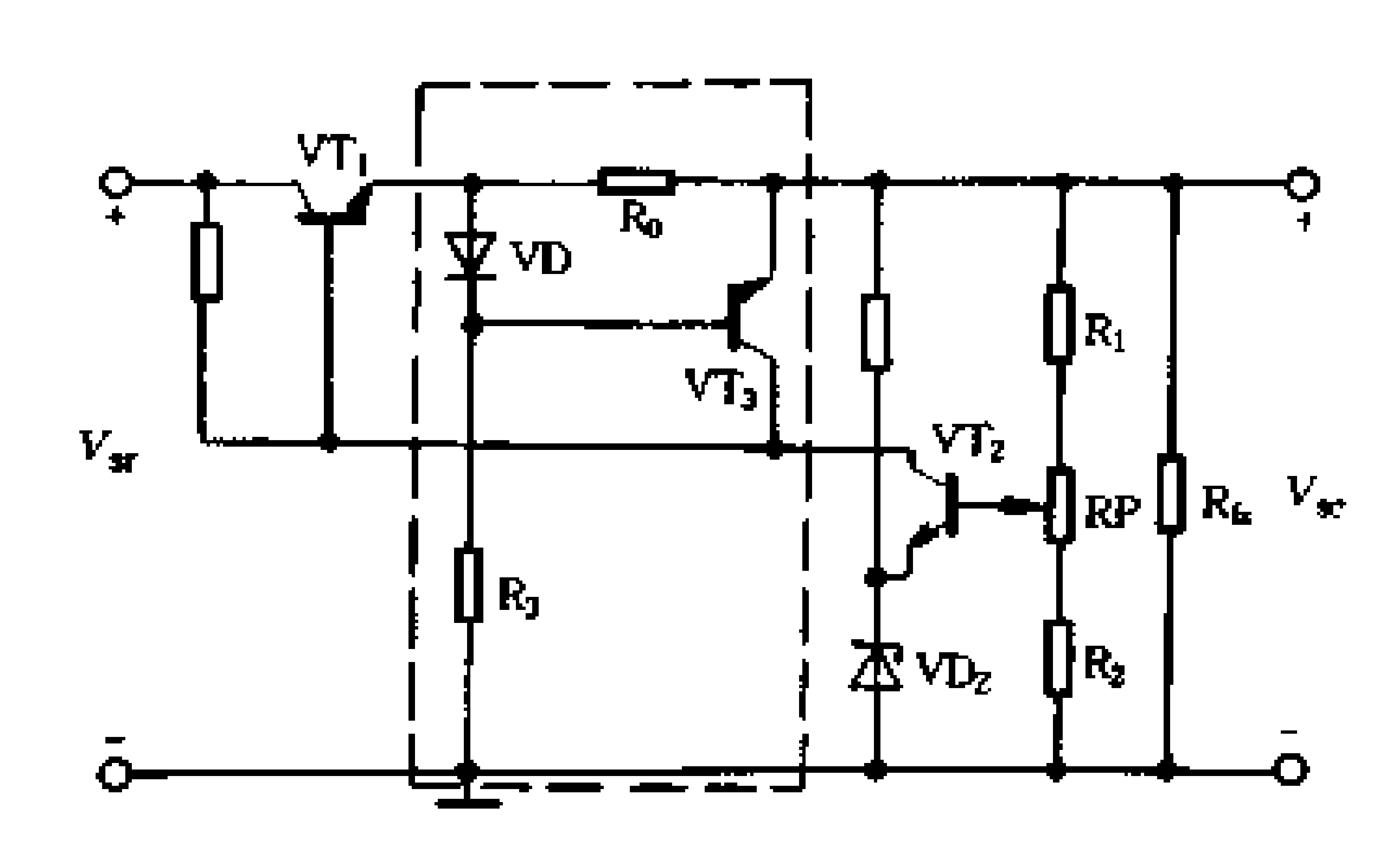


图 3－38　电流截止型保护电路示例

的电流不够大，R_0 上的电压降不足以使保护管 VT_3 导通，对稳压电路没有影响。发生过载和短路时，R_0 上的压降增大，使 VT_3 饱和导通，相当于将调整管 VT_1 的发射结短路，迫使 VT_1 截止，起到了保护作用。

四、稳压电路的调试

无线电爱好者大多自己制作晶体管稳压电路，装配工作完成后，测试工作是必不可少的。下面介绍简单的调试方法，供读

者在学习、实践中参考。

1. 检查电路

对组装好的稳压电路进行调试前，应进行一次过细的检查，如接线是否正确，焊点是否牢靠，尤其要注意整流部分的二极管极性是否接对，整流部分和电源输出端有无短路现象等等。往往由于接线的错误，导致通电后烧坏二极管、调整管，甚至烧坏变压器的事故，认真检查无误后方可通电。

2. 通电试验

(1) 用万用表直流电压挡大致测量一下输出电压是否在所要求的数值附近，并且调节取样电路中的电位器，观察输出电压能否跟着改变。如果输出电压 V_{sc} 能够随着电位器的调节相应改变，说明整个电路的工作基本正常；如果输出电压不随电位器的调节而变化，可能是接线有错误，或是有的晶体管未工作在放大区，这时可分别测量各个晶体管的工作点，找出不正常的原因，并且用实验的方法改进电路的参数，边测量边调整。一般需要测量的电压包括：变压器次级电压 V_2，整流滤波后的直流电压 V_{sr}，稳压电路的输出电压 V_{sc}，稳压管的基准电压 V_z，以及各晶体管的管压降 V_{ce}、V_{be} 等。测量结果正常与否，可以帮助我们找出稳压电路工作不正常的原因。

(2) 检查调整管是否工作在允许运用的范围内。按图 3－39 接好调试电路，负载电阻 R_{fz} 可采用实验室常用的 1kΩ、0.3A 的滑线变阻器。

检查调整管上承受的最大电压。这时稳压电路不接负载(开关 S 断开)，并将输出电压 V_{sc} 调到最低，而电网电压调到高于额定值的 10%，即 242V，然后用万用表测量调整管的管压降 V_{ce} 值，检查是否超过规定的 BV_{ceo}。检查调整管的最大功率损耗时，需要接上负载(开关 S 闭合)，调节 R_{fz}，使电流表指示最大

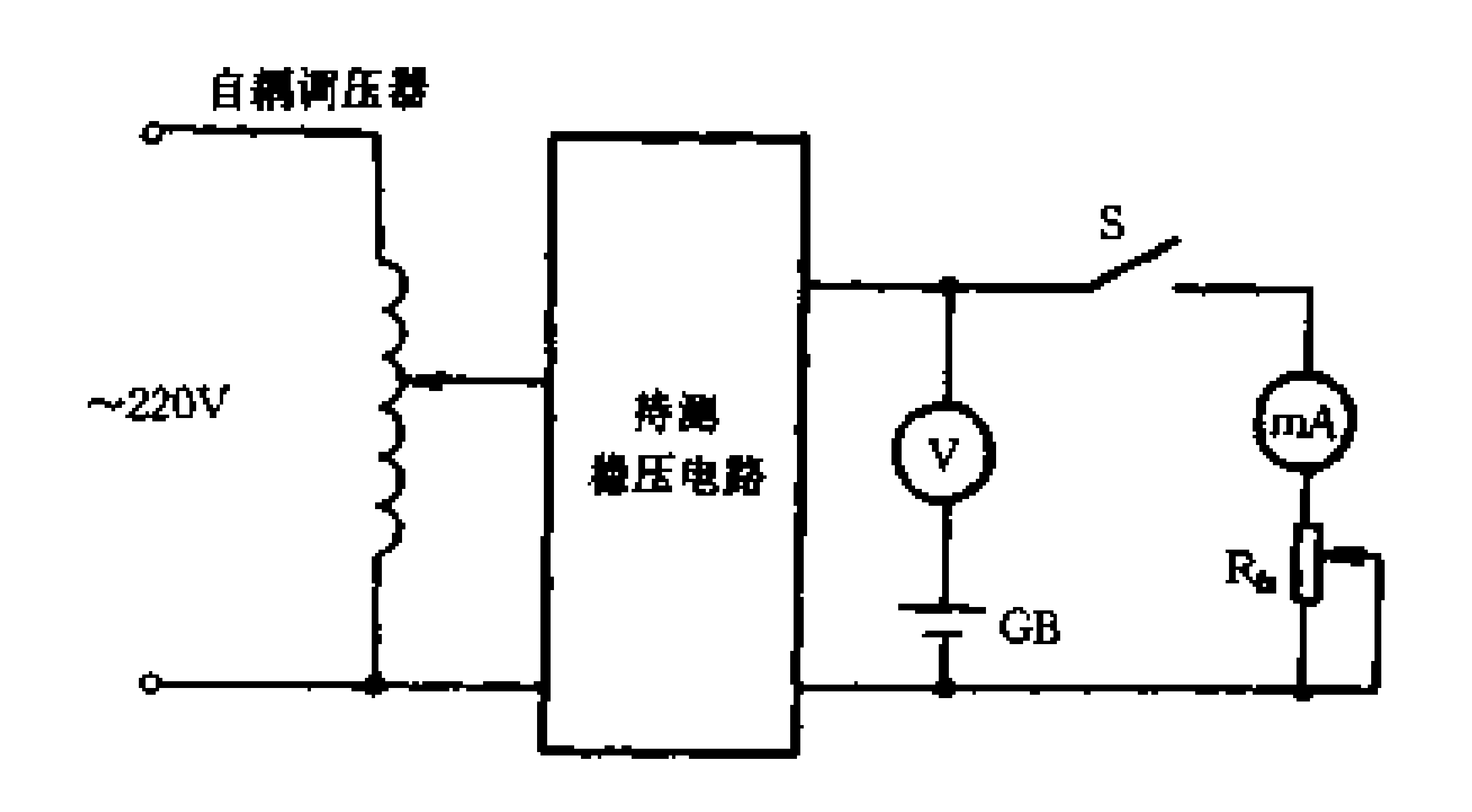


图 3-39 调试电路

负载电流值 $I_{fz(max)}$，并将电网电压调到 242V，测量调整管的管压降 V_{ce}和集电极电流 I_c，应保证 $P_c = V_{ce}I_c < P_{CM}$。需要注意，手册给出的 P_{CM}是指室温为 25℃时的限额，当运行温度超过 25℃时，允许的功率损耗还要小于 P_{CM}。

再测试满载时调整管是否具有调整作用。把电网电压调到低于额定值的 10%，即 198V，若此时调整管的管压降已低于 1V，说明已接近饱和，失去调整作用，这就需要适当提高稳压电路的直流输入电压 V_{sr}。

3. 稳定度的测试

为了准确地测量输出电压的变化，最好使用多位数字电压表。在业余条件下也可以用万用表采用抵消法测量，如图 3-39 所示。把万用表小量程电压挡接到稳压电路输出端及电池电压 E 的差值上，测量输出电压的变化量。电池电压 $E \approx V_{sc}$。

(1) 接上负载，使负载电流为最大值 $I_{fz(max)}$，调节自耦变压器人为地改变电网电压，在电网电压波动 ±10%（即 242V ~ 198V）时，分别测出输出电压的变化量 ΔV_{sc}，然后算出电压调整率，即

$$\frac{\Delta V_{sc}}{V_{sc}} \times 100\%$$

(2) 电网电压维持在 220V 不变,改变负载电阻,使 I_{fz} 在 $0 \sim I_{fz(max)}$ 范围内变化,测出输出电压相应的变化量 ΔV_{sc},则可算出等效内阻,即

$$r_n = \frac{\Delta V_{sc}}{\Delta I_{fz}}$$

4. 输出纹波电压的测试

输出端的纹波可以用电子管毫伏表在稳压电路的输出端直接测出,测量的条件是负载电流需为最大值 $I_{fz(max)}$。用示波器也可以观察输出纹波电压波形。如果发现纹波电压太大,可以适当增大滤波电容的电容量。此外,有时会出现纹波很大,这往往是稳压电路产生了自激振荡,必须在电路中加以消除。

第六节　集成稳压电路

随着模拟集成电路的发展和功率集成电路工艺的进步,集成稳压电路应运而生,并在相当宽扩的领域中取代了分立元件稳压电路。集成稳压电路,就是将电源电路中的调整管、取样电阻、基准元件、误差放大及保护电路等全部集中制作在一块半导体芯片上,成为一个稳压功能块。它具有体积小、重量轻、使用灵活方便,性能指标高等优点,受到广大无线电爱好者的青睐。

一、三端集成稳压电路的产品类别

目前,集成稳压电路的产品绝大多数都是三端集成稳压器件。它具有三个引出端,即输入端、输出端和公共端。在使用时,只要将它接在整流滤波电路后面,往往不需外接其他元件或

外接较少的元件即能工作。这类产品大体上可分为以下两类：(1) 固定输出三端集成稳压电路。这类电路输出电压是预先调整好的，在使用中一般不需要也无法进行调整；(2) 可调输出三端集成稳压电路。这类电路可通过外接少量元件使输出电压在较大范围内进行调节，以适应不同的需要。

三端集成稳压电路按其性能和用途可分为以下四类：

1. 固定输出正压三端集成稳压电路

固定输出正压是指输出电压固定为正电压。目前应用最多的是 CW7800 系列单片集成稳压电路(如北京半导体器件五厂的产品)。它有 5V、6V、12V、15V、18V、24V 七种不同的输出电压值，分别用 CW7805、CW7806、……、CW7824 表示。输出电流为 1.5A。其外形图及管脚排列如图 3－40 所示，其中 F－1 型及

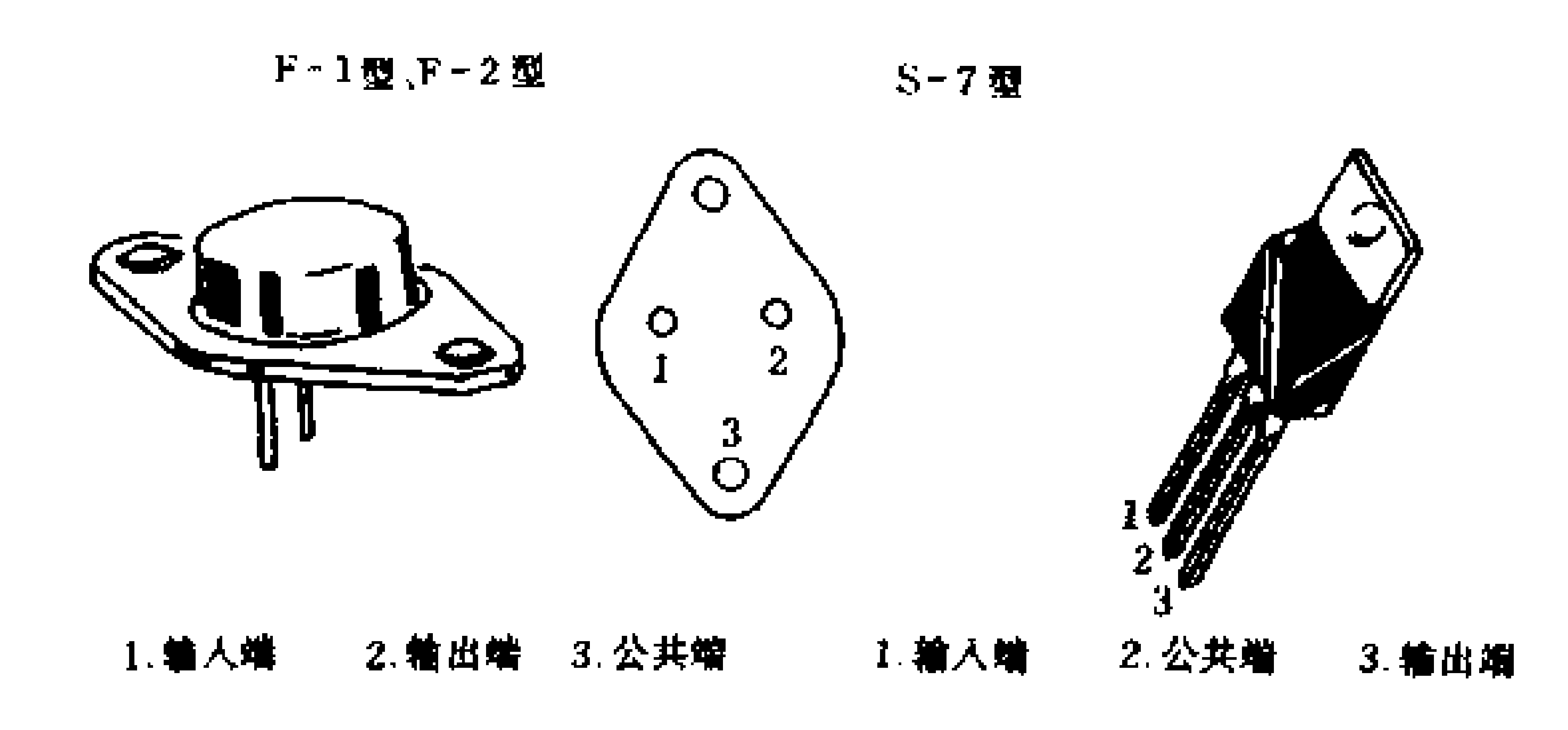


图 3－40　集成稳压电路外形及引脚排列

F－2型为金属壳封装，S－7 型为塑料封装。在不加散热片时，F－2型封装最大功率 P_{max} 为 2.5W，S－7 型封装为 2W。加规定散热片时，前者 $P_{max} \geq 15W$，后者 $P_{max} \geq 7.5W$。

固定输出正压三端集成稳压电路还有 CW78M00 系列、

CW78L00 系列等，都属于小电流输出电路，前者最大输出电流为 0.5A，后者为 0.1A，内部电路结构及输出电压挡级均与 CW7800 系列相同。

2. 固定输出负压三端集成稳压电路

这种集成稳压电路的型号为 CW7900 系列、CW79M00 系列、CW79L00 系列等。除了输出为负电压外，其他均与 CW7800 系列相同。

3. 可调输出正压三端集成稳压电路

典型产品为 CW117/CW217/CW317 系列。它是一种三端可调正压单片集成稳压电路。三个引出端，一是电压输入端，一是电压输出端，另一个是电压调整端。外壳仍采用 F－2 型及 S－7 型封装。输出电压在 1.2V～37V 范围连续可调，输出电流为 1.5A。CW117M/CW217M/CW317M 系列，输出电流为 0.5A；CW117L/CW217L/CW317L 系列，输出电流为 0.1A。

4. 可调输出负压三端集成稳压电路

典型产品为 CW137/CW237/CW337 系列，仍采用 F－2 型及 S－7 型封装。除了输出为负电压外，其他均与 CW117～317 系列相同。

二、三端集成稳压电路内部电路分析示例

集成稳压电路系国内外定型产品，从事电子技术应用的人员和无线电爱好者，不必耗费更多的时间和精力去深入探讨它的内部电路结构和工作原理，应把重点放在熟悉和掌握它的特性和多种多样的应用电路上。为了使读者更好地了解集成稳压电路的特点，本书仅以 CW7800 系列集成稳压电路为例作定性分析。

图 3－41 所示是 CW7800 系列三端集成稳压电路的内部电

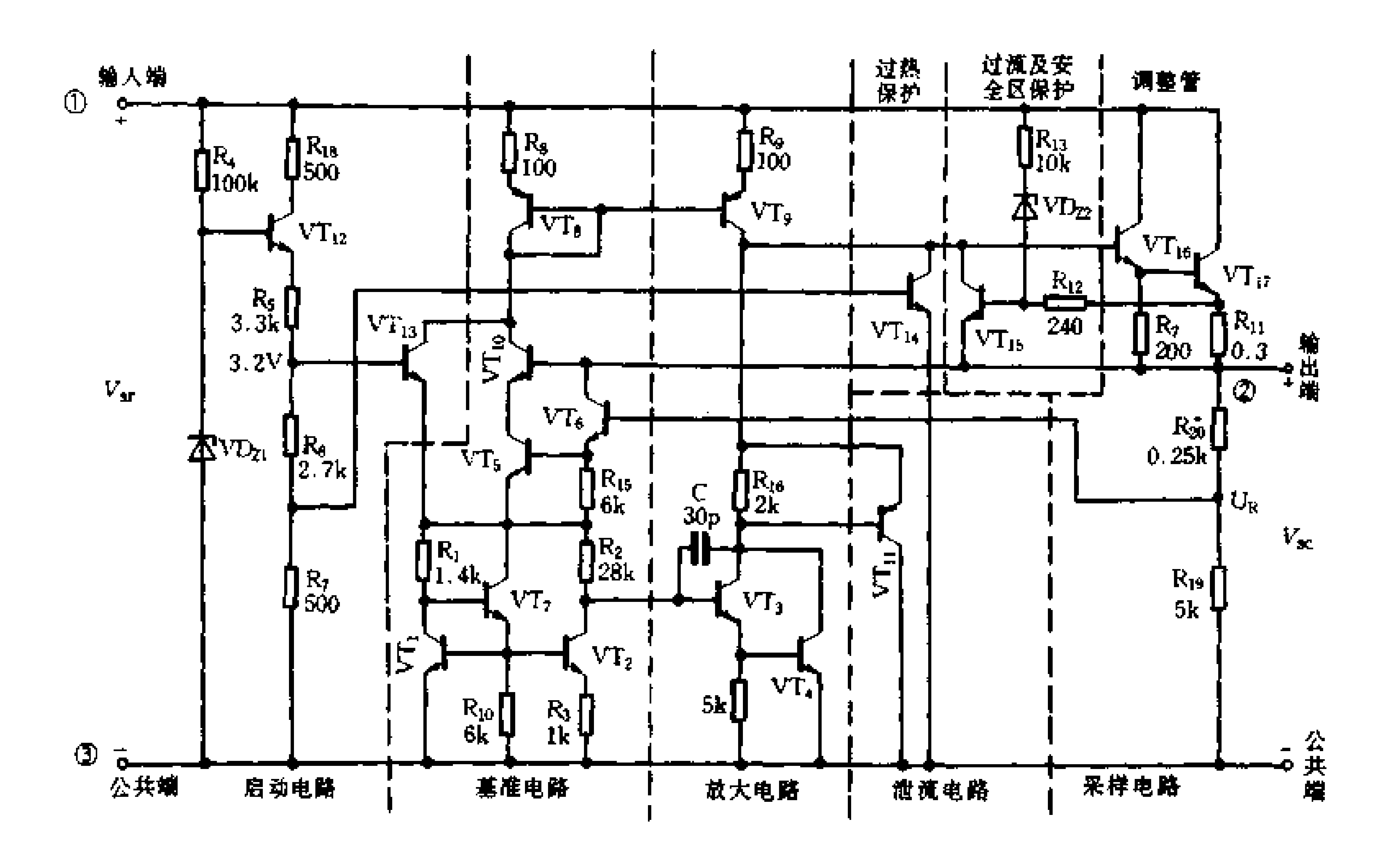


图3-41　CW7800系列三端集成稳压电路原理图

路图。显然，它比分立元件串联型晶体管稳压电路复杂得多。除了必要的调整环节、比较放大环节、基准电压和取样电路外，增加了启动电路、恒流源电路及保护电路。图 3 - 42 是它的方框图。

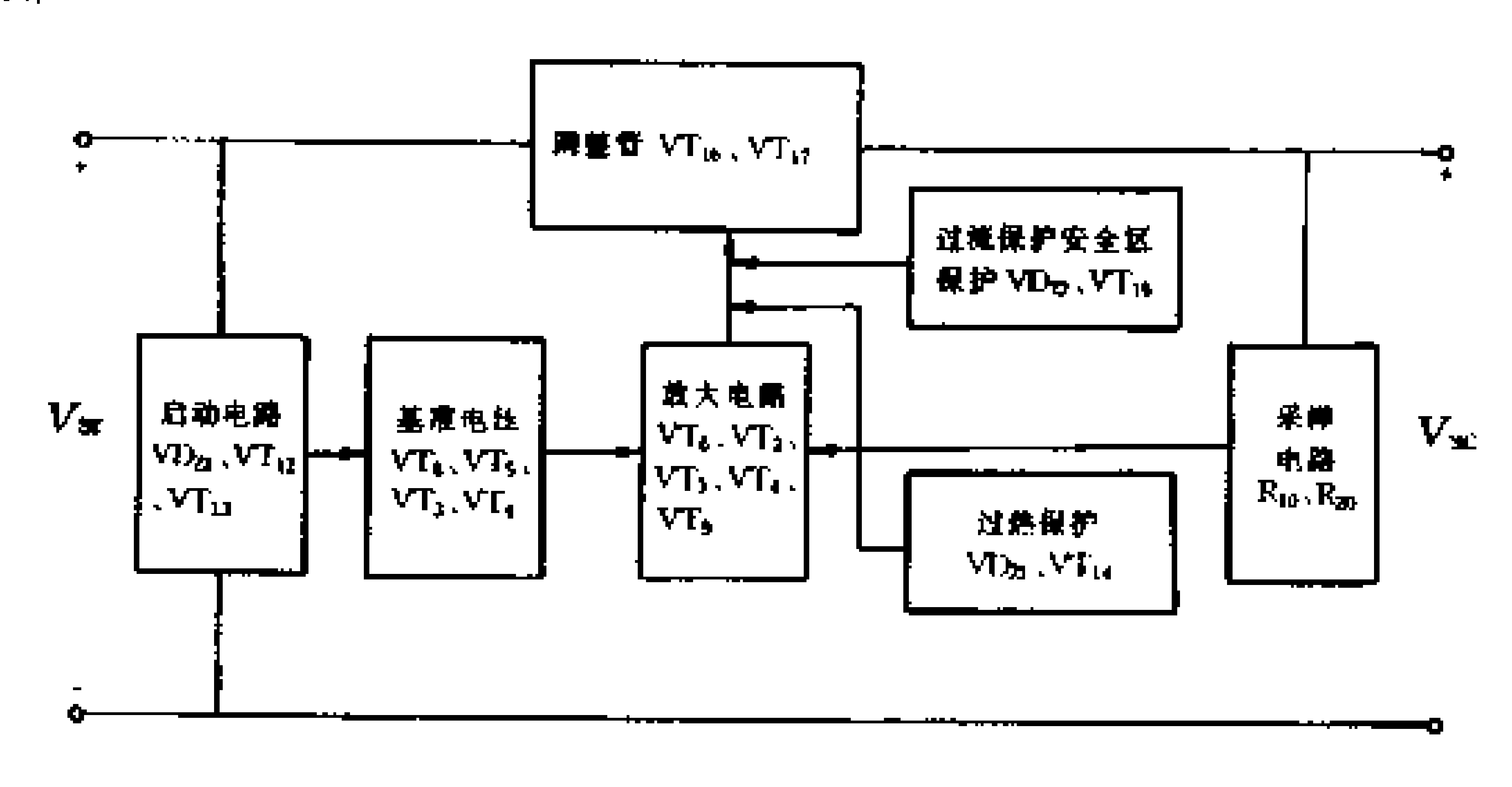


图 3 - 42　CW7800 系列三端集成稳压电路方框图

1. 启动电路

在模拟集成电路中，常常采用晶体管恒流源作为晶体管的偏置电路(有关晶体管恒流源的结构和工作原理，可参见本书第七章)。在集成稳压电路中，放大、基准和调整电路也是通过恒流源来提供静态电流的。但是，恒流源电路并不能自己建立起工作点，还需靠启动电路来帮助。图 3 - 42 中，启动电路由 R_4、VD_1、R_{18}、VT_{12}、R_5、R_6、R_7 和 VT_{13}等元器件组成。当稳压电路接通电源时，输入电压 V_{sr}经 R_4 限流，使硅稳压管 VD_1 击穿，VD_1两端建立起约 7V 左右的稳定电压，该电压使 VT_{12}导通，并在 R_5、R_6、R_7 支路建立恒定电流，此时 VT_{13}的基极电压约为

$$V_{b13} \approx (V_{z1} - V_{be12}) \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7}$$

$$\approx (7-0.7)\times\frac{0.5+2.7}{3.3+0.5+2.7}\approx 3.1\text{V}$$

V_{b13}大于 $V_{be13}+V_{be7}+V_{be1}\approx 2.1$V，所以 VT_{13}便通过 R_1、VT_1 和 VT_2 而导通，其集电极电流通过恒流管 VT_8、VT_9，使该恒流源投入工作，并建立了电路的工作点，使基准电路、误差放大电路进入了正常的工作状态。

当稳压电路正常工作后，VT_8 的电流流过 VT_{10}、VT_{15}，使 VT_{13} 的发射极电位 V_{e13}也升到 3.15V，与 VT_{13}的基极电位相同，迫使 VT_{13}截止，切断了启动电路与放大电路的联系，保证了 VT_{13}管左边出现的纹波及噪声不致影响基准电压源。

2. 基准电压电路

由分立元件串联型稳压电路的分析可知，输出电压 V_{sc}与基准电压 V_R 成一定的比例关系。因此，基准电压的稳定程度是决定稳压电路稳压性能的关键因素。CW7800 系列集成稳压电路的基准电压部分由 VT_3、VT_4、VT_5、VT_6 及 R_2 组成。显然，基准电压电路是与放大电路（由 VT_3、VT_4 复合管及集电极有源负载 VT_9 组成）重合在一起的，由恒流管 VT_8 提供直流电流。由图 3－41 可以看出，基准电压 V_R 为

$$V_R = V_{be6}+V_{be5}+I_{R2}R_2+V_{be3}+V_{be4}$$
$$=4V_{be}+I_{R2}R_2$$

在此电路中 V_R 约为 4.78V。这一基准电压电路中，V_R 由低噪声的发射结正向压降来提供，具有负温度系数；镜像电流源的电阻 R_2、R_3 与 R_1 之间的比值 R_2/R_3、R_2/R_1 调整适当后，具有正温度系数，二者可以相互补偿，可获得零温度漂移的基准电压。

3. 比较放大、取样与调整电路

VT_3、VT_4 为复合管组成共发射极组态的放大电路，采用恒

流源 VT_8、VT_9 作集电极有源负载，使它具有较高的电压放大倍数。基准电压 V_R 通过 TV_6（VT_2 作有源负载）送到 VT_3 的基极。

R_{19}、R_{20} 为取样电阻。输出电压 V_{sc} 的变化量 ΔV_{sc} 和基准电压 V_R 经 VT_6 同时送到复合管 VT_3、VT_4 的基极进行比较放大后，控制复合调整管 VT_{16}、VT_{17}，以稳定输出电压。

4．保护电路

CW7800 系列稳压电路设有限流式保护电路、过热保护电路和调整管安全工作区保护电路。

（1）限流式保护电路：该保护电路由保护管 VT_{15}、检测电阻 R_{11}（0.3Ω）、保护管 VT_{15} 的基极电阻 R_{12}（240Ω）组成。当输出端发生过电流和短路故障（输出电流大于 2A）时，检测电阻 R_{11} 上的电压降增大到 0.6V 以上，这个电压经电阻 R_{12} 加在 VT_{15} 的发射结上，使 VT_{15} 导通，引起复合管 VT_{16}、VT_{17} 的基极电位下降，注入的基极电流减小，从而限制了 VT_{17} 的发射极电流，使输出电流不超过最大容许值 $I_{L(max)}$，保护了调整管。

（2）芯片过热保护电路：该保护电路由过热保护管 VT_{14}、稳压管 VD_{Z1} 及 R_7 组成。稳压管 VD_{Z1} 具有正温度系数，VT_{14} 的发射结具有负温度系数。正常情况下，VD_{Z1} 的稳压值 V_{Z1} 经 VT_{10} 的发射结和 R_5、R_6 与 R_7 分压，使 V_{B14} 约为 0.4V，不足以使保护管 VT_{14} 导通。当芯片过热时，温度达到 +125℃时，V_{Z1} 变大，而 VT_{14} 的开启电压变小，VT_{14} 导通，对调整管进行分流，使输出电流减小，把芯片的温度降下来。

（3）调整管安全工作区保护电路：

调整管的瞬时功耗 $P_c = V_{ce}I_c$ 由于某种原因超过它的集电极最大耗散功率 P_{CM} 值，就可能造成管子的损坏。因此应保证 $V_{ce}I_c \leq P_{CM}$，在晶体管输出特性曲线上可以画出一条过损耗线，

如图 3－43 所示，在过损耗线以内就是安全工作区。安全工作区保护电路由限流电阻 R_{13}、稳压管 VD_{z2} 和保护管 VT_{15} 等组成。在正常工作条件下，调整管 VT_{17} 的集-射极电压 V_{ce17} 被限制在 VD_{z2} 的稳压值 V_{z2}(约 7V)以下。一旦 $V_{sr}-V_{sc}>V_{z2}+V_{be15}$，则 VD_{z2} 导通，使 I_{b15} 增加，I_{b16} 减小，输出电流随之下降，保证调整管的功耗在安全区之内。

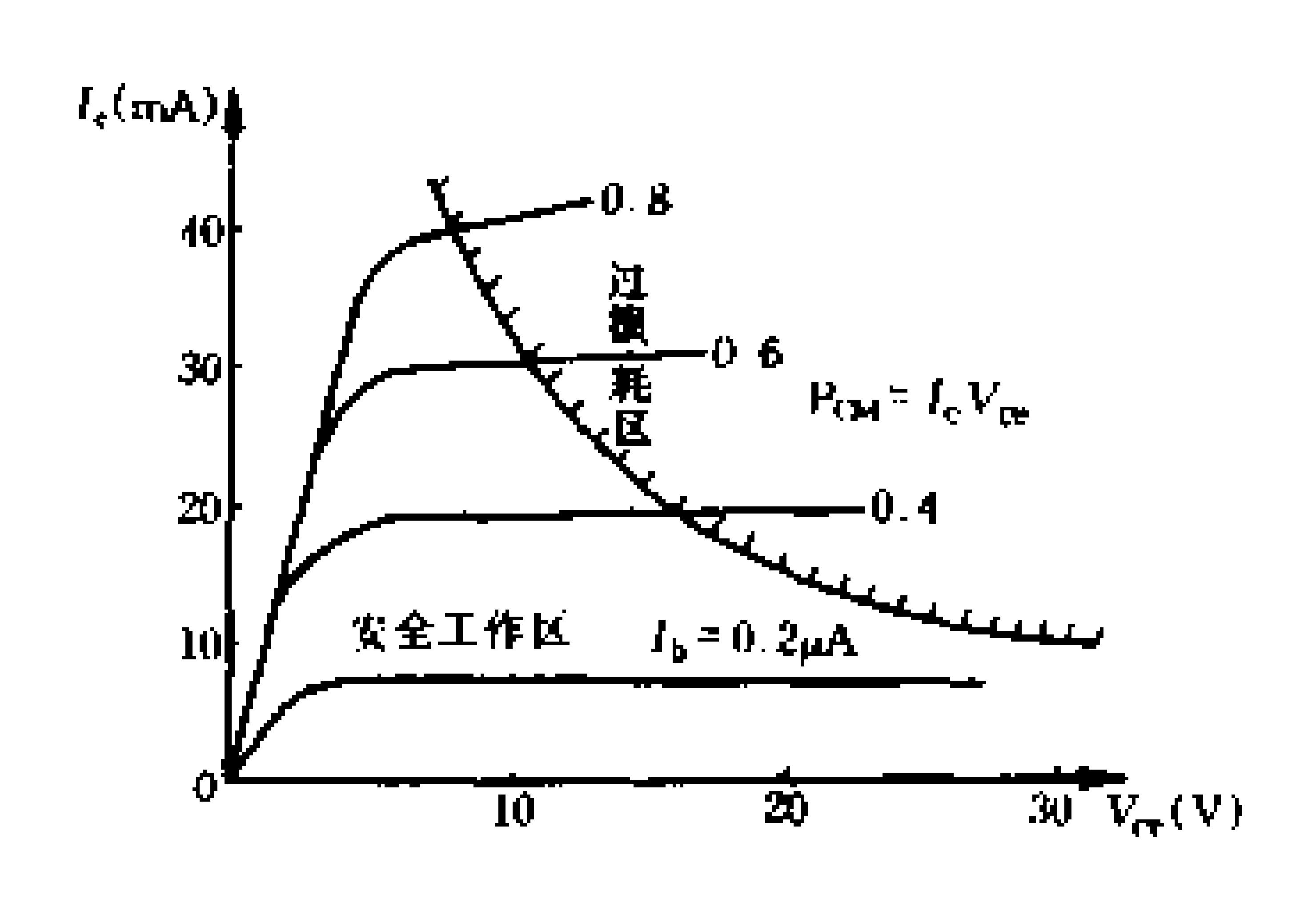


图 3－43 晶体管的安全工作区

三、三端集成稳压电路的主要参数

1. 最大输入电压 $V_{sr(max)}$

集成稳压电路的输入电压 V_{sr}，就是整流滤波电路的输出电压。V_{sr} 的值可在规定范围内选取(如 CW7805 的输入电压可在 7V～10V 内选取)。V_{sr} 过高时会造成稳压电路的击穿，为此，规定了最大输入电压 $V_{sr(max)}$ 值。

2. 最小输入输出压差 $V_{d(max)}$

在集成稳压电路的产品说明书中，列有最小输入输出压差 $V_{d(max)}$，因为 $V_d=V_{sr}-V_{sc}$，所以 $V_{d(max)}+V_{sc}=V_{sr(max)}$。当输入电压小于 $V_{sr(max)}$ 时，稳压电路的输出纹波会变大，稳压性能降低。

3. 最大输出电流 $I_{sc(max)}$

这是指稳压电路向负载输出的最大电流值，在使用中不可超出这一数值。

4. 电压调整率 S_V

集成稳压电路的电压调整率，是指把输入电压 V_{sr}限制在一定范围(如 SW7805 规定 8V≤V_{sr}≤18V)时，输出电压 V_{sc}的变化量 ΔV_{sc}，单位为"mV"。S_V 值越小，稳压性能越好。

5. 电流调整率 S_I

给定负载电流变化范围(如 CW7800 系列规定 10mA≤I_{fz}≤1.5A)时，输出电压的变化量 ΔV_{sc}，单位为"mA"。

四、固定输出三端集成稳压电路应用示例

1. 基本应用电路

固定输出三端集成稳压电路原则上不必外接其他元件，只需在输入端接上整流滤波电路，输出端接上负载即可工作。但在实用中为了实现频率补偿和抑制可能产生的自激，常在输入、输出端外接电容器，如图 3-44 所示。

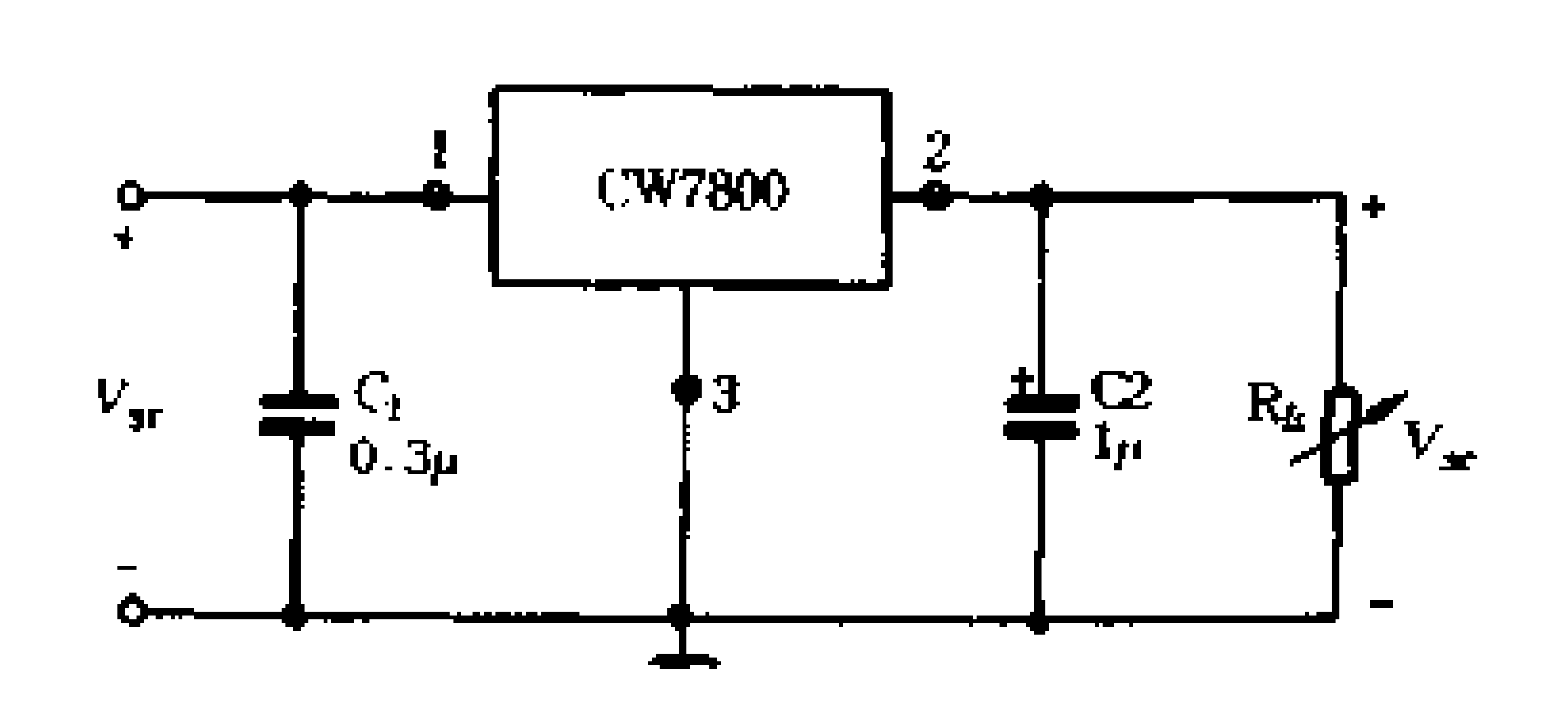


图 3-44 CW7800 的基本应用电路

2. 扩展输出电流的电路

CW7800 系列集成稳压电路的最大输出电流为 1.5A，在实际工作中若需输出较大的电流，可采用扩展输出电流的电路。图 3-45 所示是电流扩展为 5A 的稳压电路，它是在图 3-44 基本应用电路的基础上，增加一个大功率 PNP 型晶体管 VT，R 是

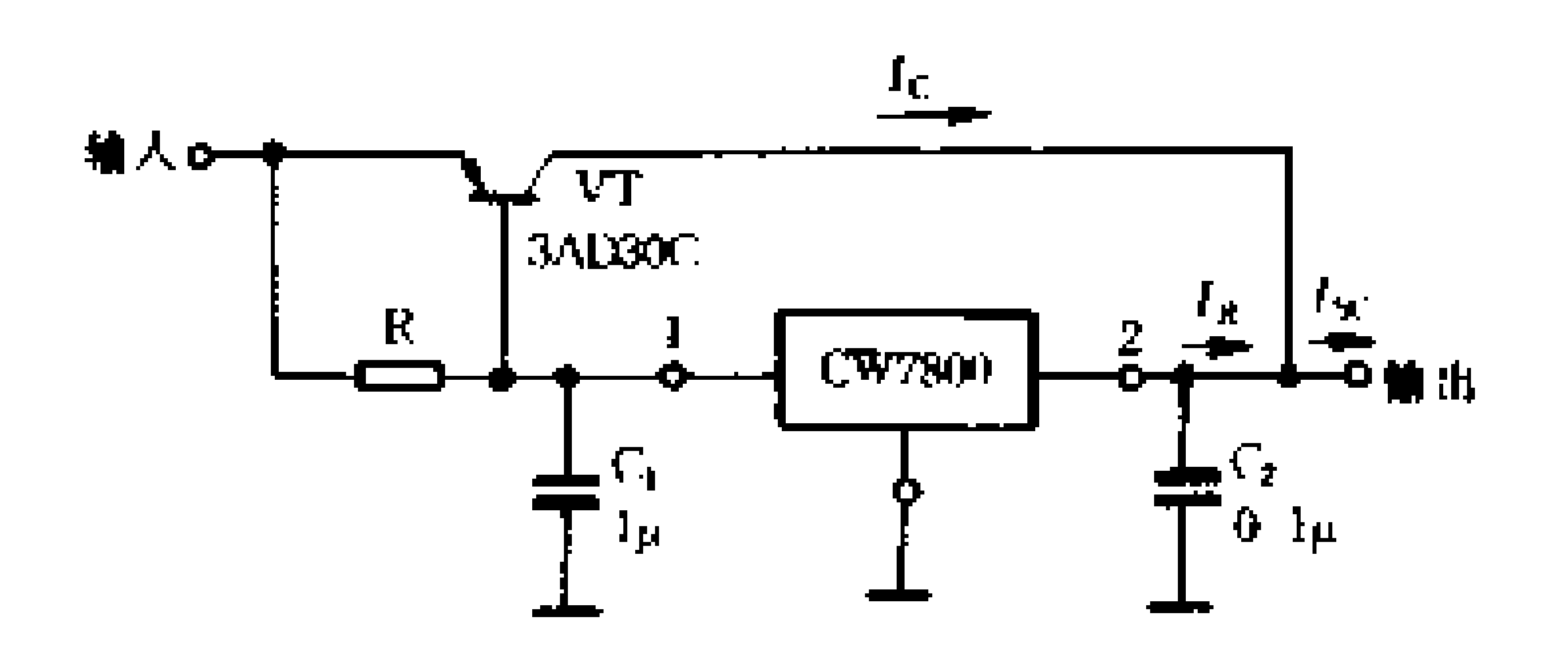


图 3－45　扩大输出电流的电路

它的基极偏流电阻。外接的晶体管 VT 与集成稳压电路内部的调整管组成复合管，扩展后的输出电流为

$$I_{sc} = I_C + I_R$$

式中，I_R 为集成稳压电路的最大输出电流（CW7800 系列为 1.5A），I_C 是外接调整管的集电极电流（图 3－45 中 3AD30C 可输出 3.5A）。

外接的大功率晶体管也需要进行过流保护。图 3－46 所示

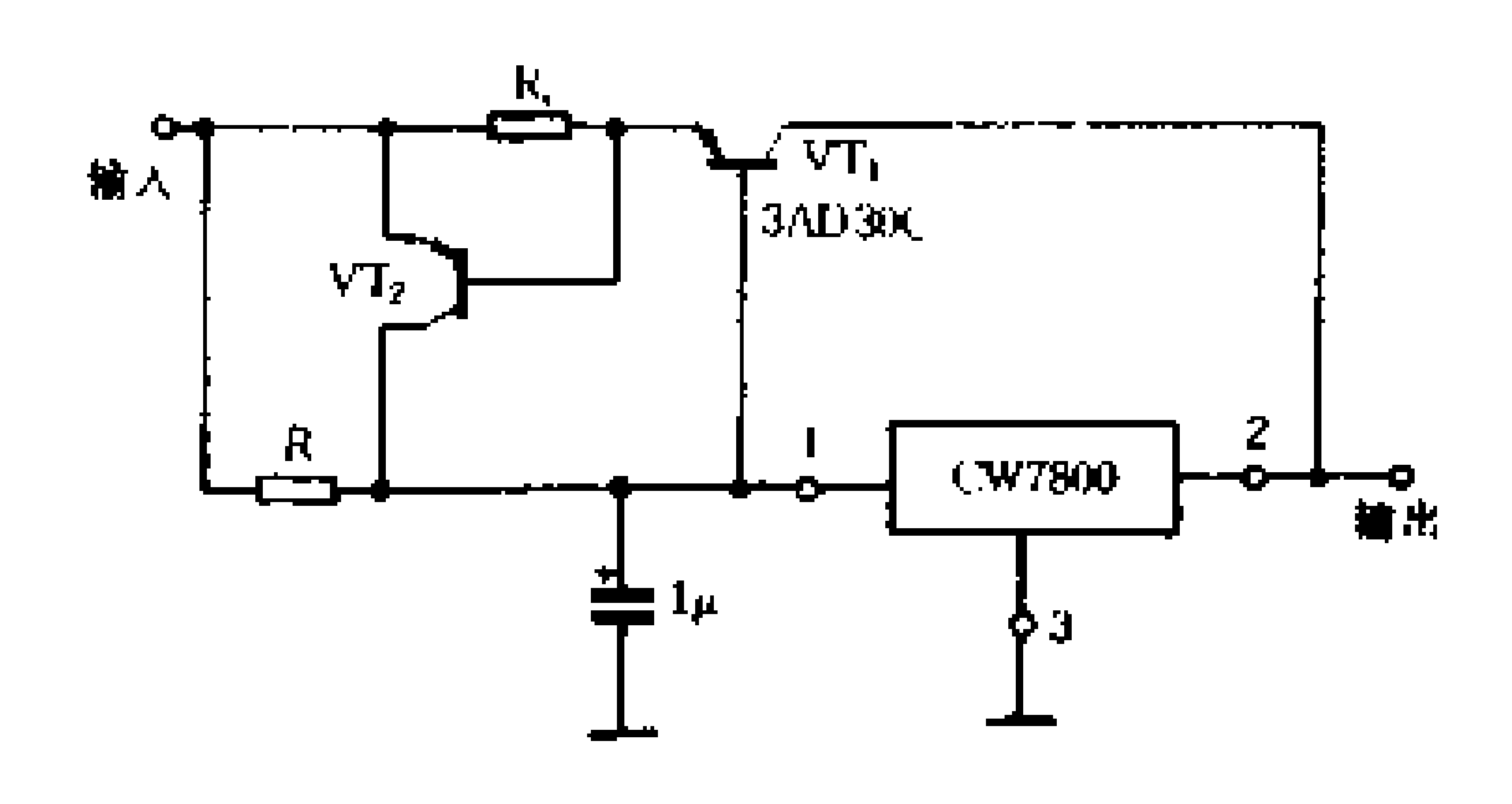


图 3－46　带有过流保护的扩展电流稳压电路

是一种带有过流保护的扩展电流稳压电路。图中 VT_1 为外接功率晶体管，R 是它的偏置电阻。VT_2 是过流保护管，在正常工作条件下呈截止状态。R_0 是过流检测电阻，当通过 VT_1 的集电极

电流超过最大允许电流时，R_0 上的电压降使 VT_2 导通，其 e、c 之间呈低电阻，对 VT_1 产生了明显的分流作用，使流过 VT_1 的输出电流大大减少以至变为截止状态，起到了过流保护作用。

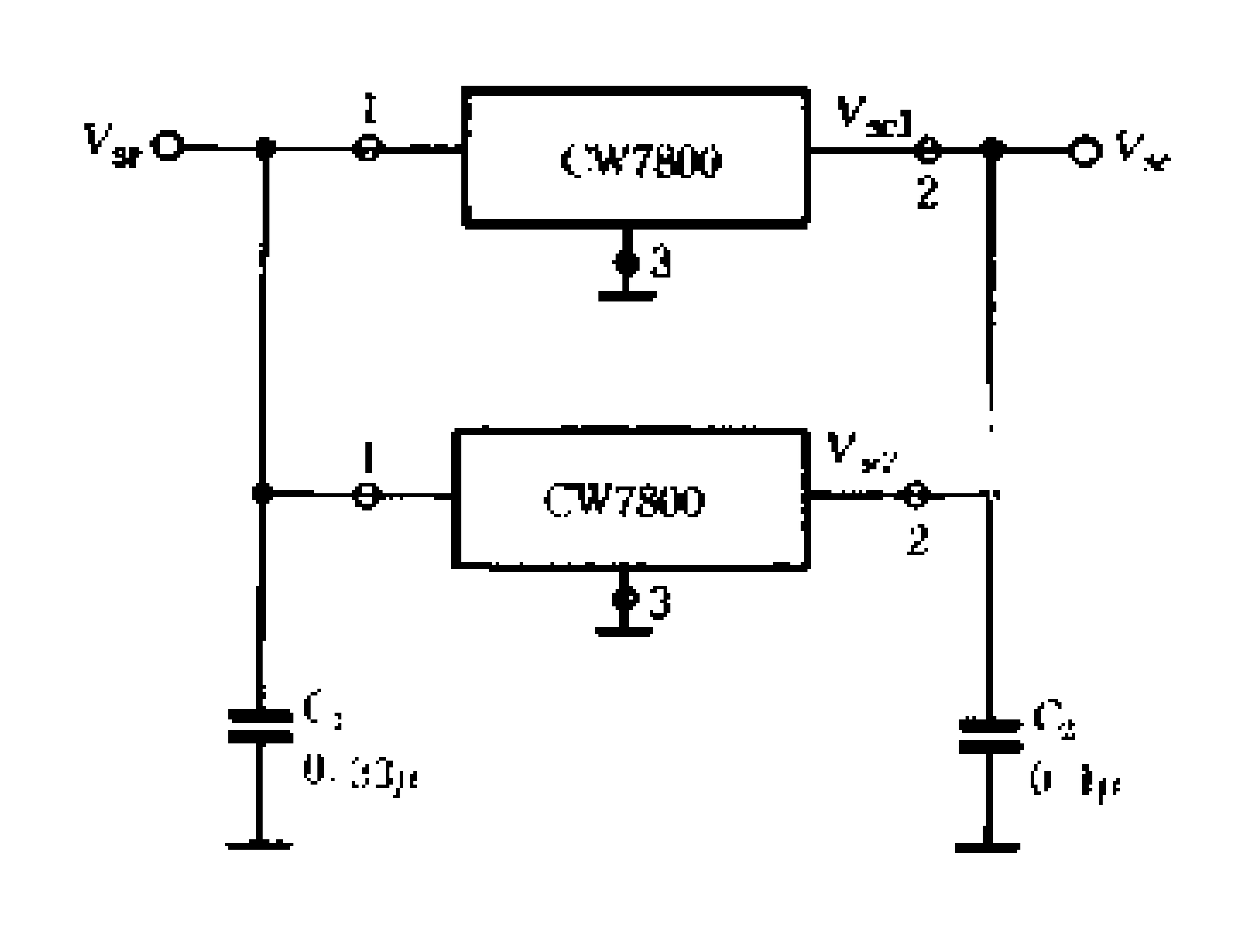


图 3－47 将集成稳压电路并联运用扩展输出电流

除了外接功率晶体管扩展输出电流之外，有时也可以用同型号的、主要参数一致的集成稳压电路并联起来扩展输出电流如图 3－47 所示。此时，扩展后的输出电流为两个集成稳压输出电流之和。

3. 可调输出稳压电路

CW7800 系列是属于固定输出集成稳压电路，通过外接元器件也可以改造成输出电压可调的稳压电路。图 3－48 是一种应用 CW7805 型固定正压三端稳压电路通过外接元器件组成的输出电压在 0.5V～10V 范围内连续可调的实用稳压电路。图中，电位器 R_1、R_2 是取样电路，高增益运放 F007 是比较放大电路由图可以列出以下关系式

$$V_{sc}\frac{R_1}{R_1+R_2}=V_{xx}\frac{R_3}{R_3+R_4}$$

解得
$$V_{sc}=V_{xx}\left(\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right)$$

图中
$$R_3+R_4\approx R_1+R_2=10\text{k}\Omega$$

$$V_{sc}\approx V_{xx}\frac{R_3}{R_1}$$

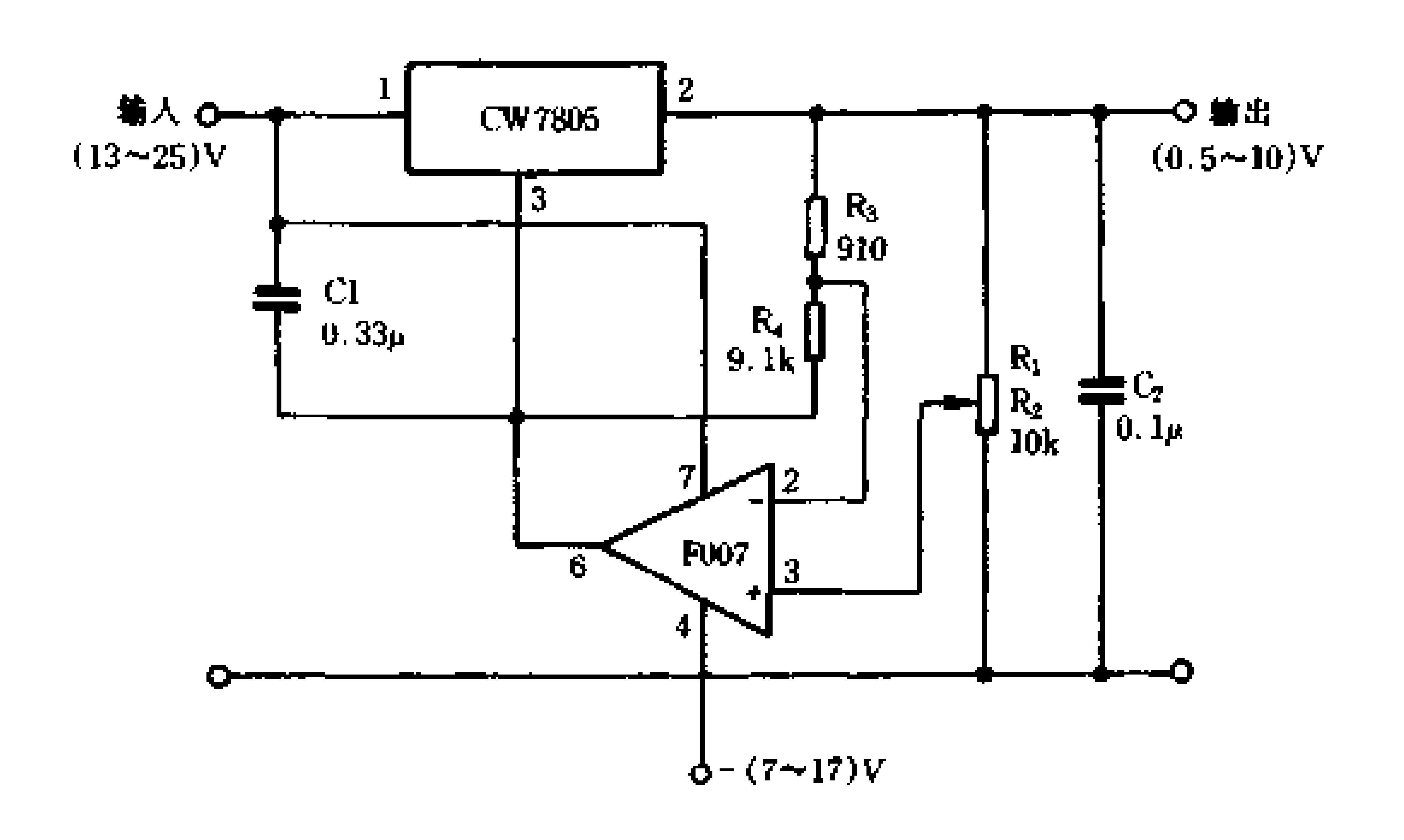


图 3-48 输出电压可调的稳压电路

显然，集成稳压电路输出电压 V_{xx} 与电阻 R_3 的值是不变的，所以只需调节电位器改变 R_1 的阻值即可使输出电压在 0.5V ~ 10V 范围内连续可调。

4. 提高输出电压的电路

固定输出正压三端集成稳压电路通过外接电阻分压器可以获得不可调的较高的输出电压，图 3-49 所示是一种典型的应用电路。图中 I_d 为集成稳压电路的静态工作电流，取 $I_1 \approx 5I_d$。由图可见

$$(V_{sc} - I_d R_2)\frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{xx}$$

解得 $V_{sc} = V_{xx}(1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_d R_2$

显然，输出电压 V_{sc} 取决于 R_2 及 R_1 的阻值。

5. 组成恒流源电路

由于集成稳压电路输出电压可以认为是恒定不变的，静态

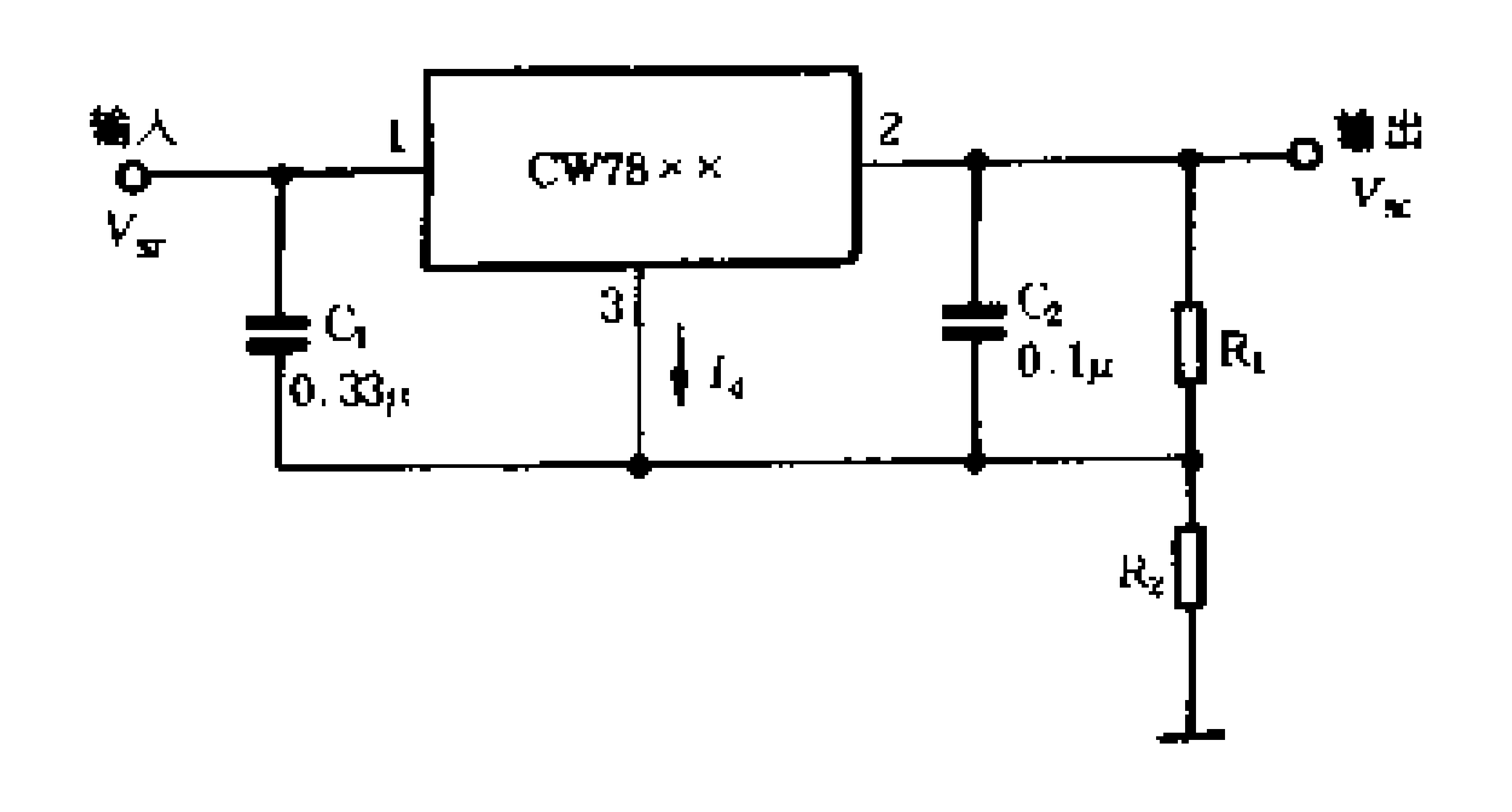


图 3-49 提高集成稳压电路输出电压

电流 I_d 也是不变的，这就有条件组成输出电流恒定的电流源电路，如图 3-50 所示。对 CW7800 系列稳压电路，$I_d \approx 5mA$，则输出恒定电流为

$$I_0 = \frac{V_{xx}}{R} + I_d$$

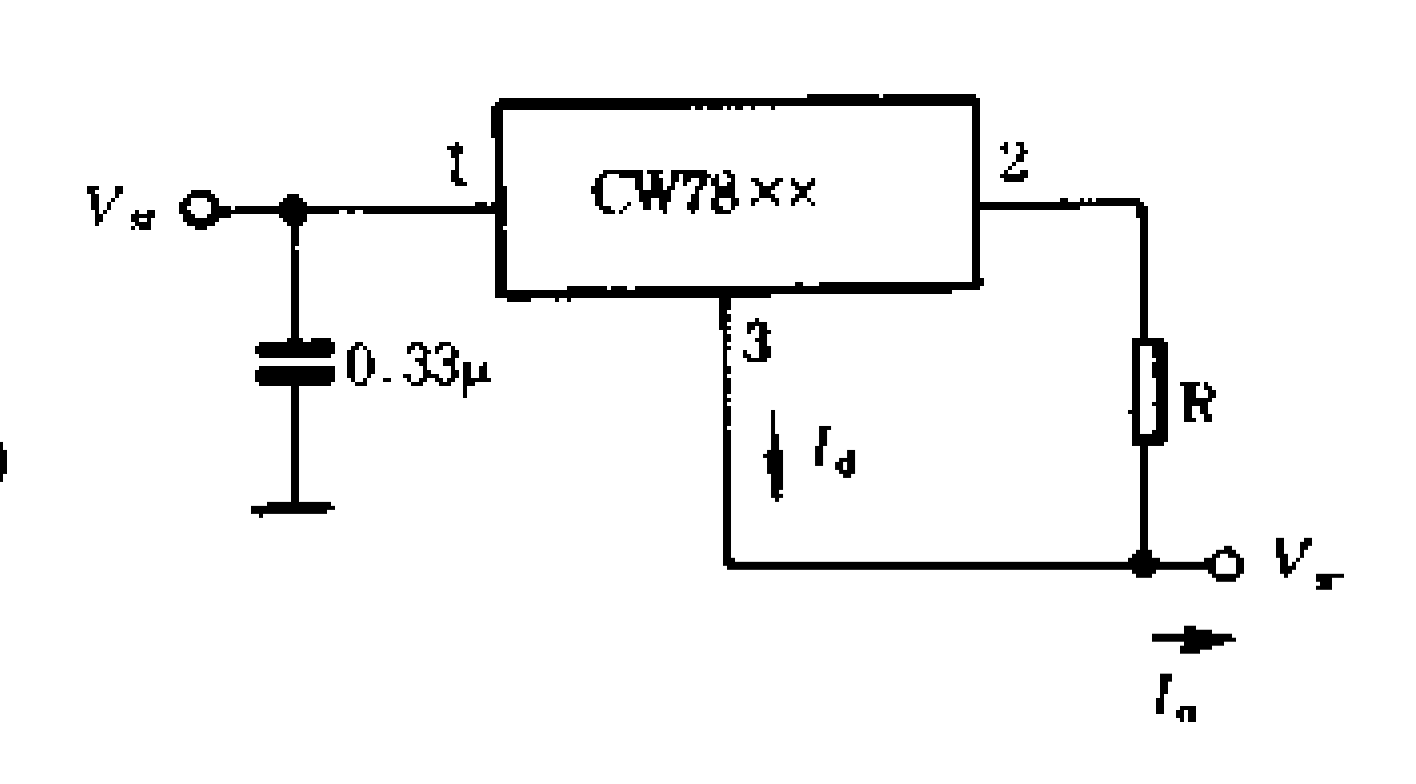


图 3-50 恒流源电路

五、可调输出三端集成稳压电路应用示例

1. 基本应用电路

可调输出三端集成稳压电路 CW117 可以通过外接电阻分压器使输出电压在 1.2V～37V 范围内连续可调。图 3-51 所示是它的基本应用电路。由图可见

$$(V_{sc} - I_d R_2)\frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_R$$

即

$$V_{sc} = V_R\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_d R_2$$

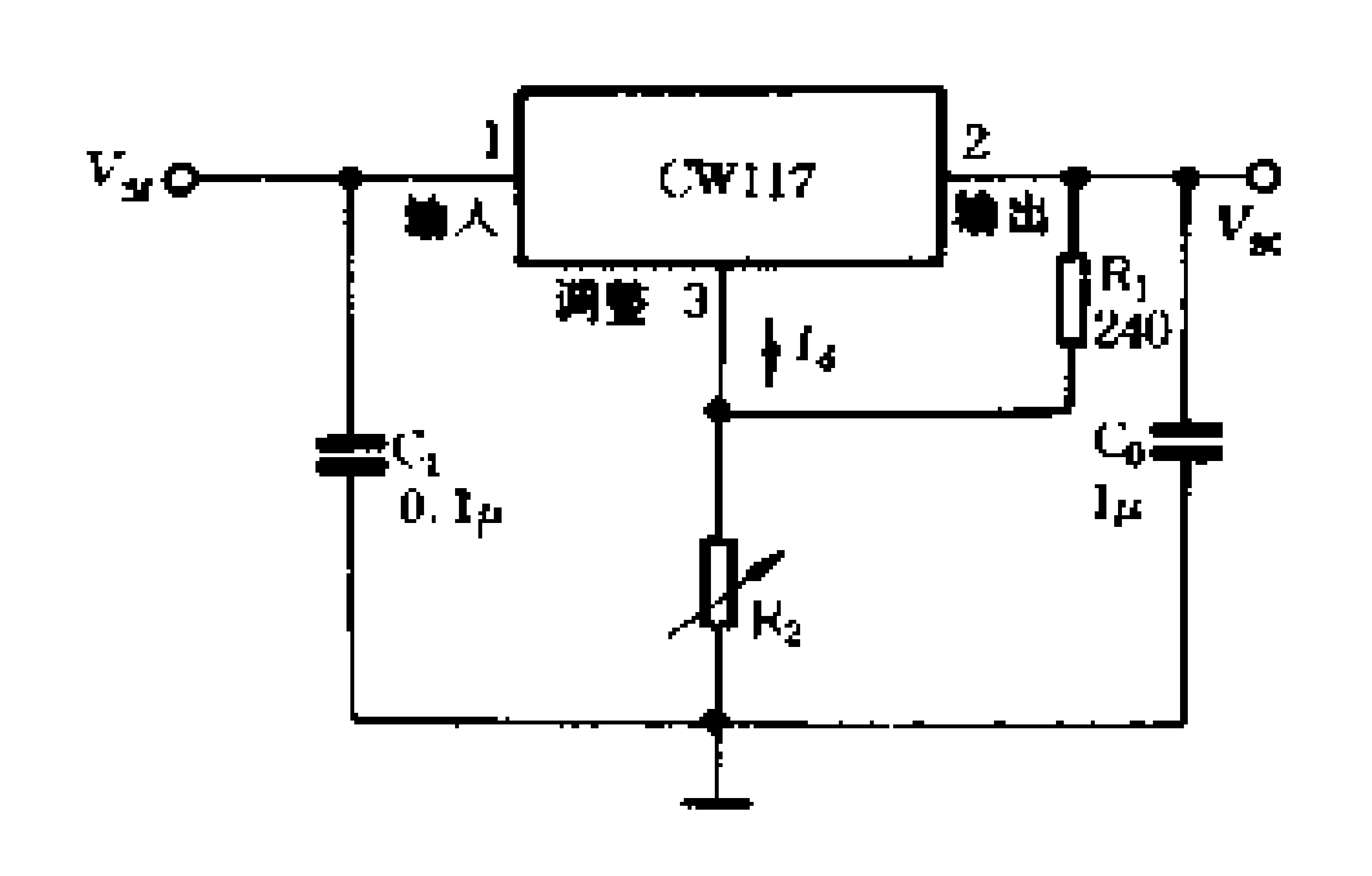


图 3-51　基本应用电路

式中，V_R 为集成稳压电路的基准电压，CW117 的典型值为 1.25V，I_d 为静态工作电流。

2. 输出电压从零伏起调的稳压电路

CW117 集成稳压电路受本身电路结构特点的限制，最小输出电压只能调到 1.25V，但在一些电路实验中，需要从零伏起调的电源，为此，可以采用图 3-52 的电路。图中，集成稳压电路

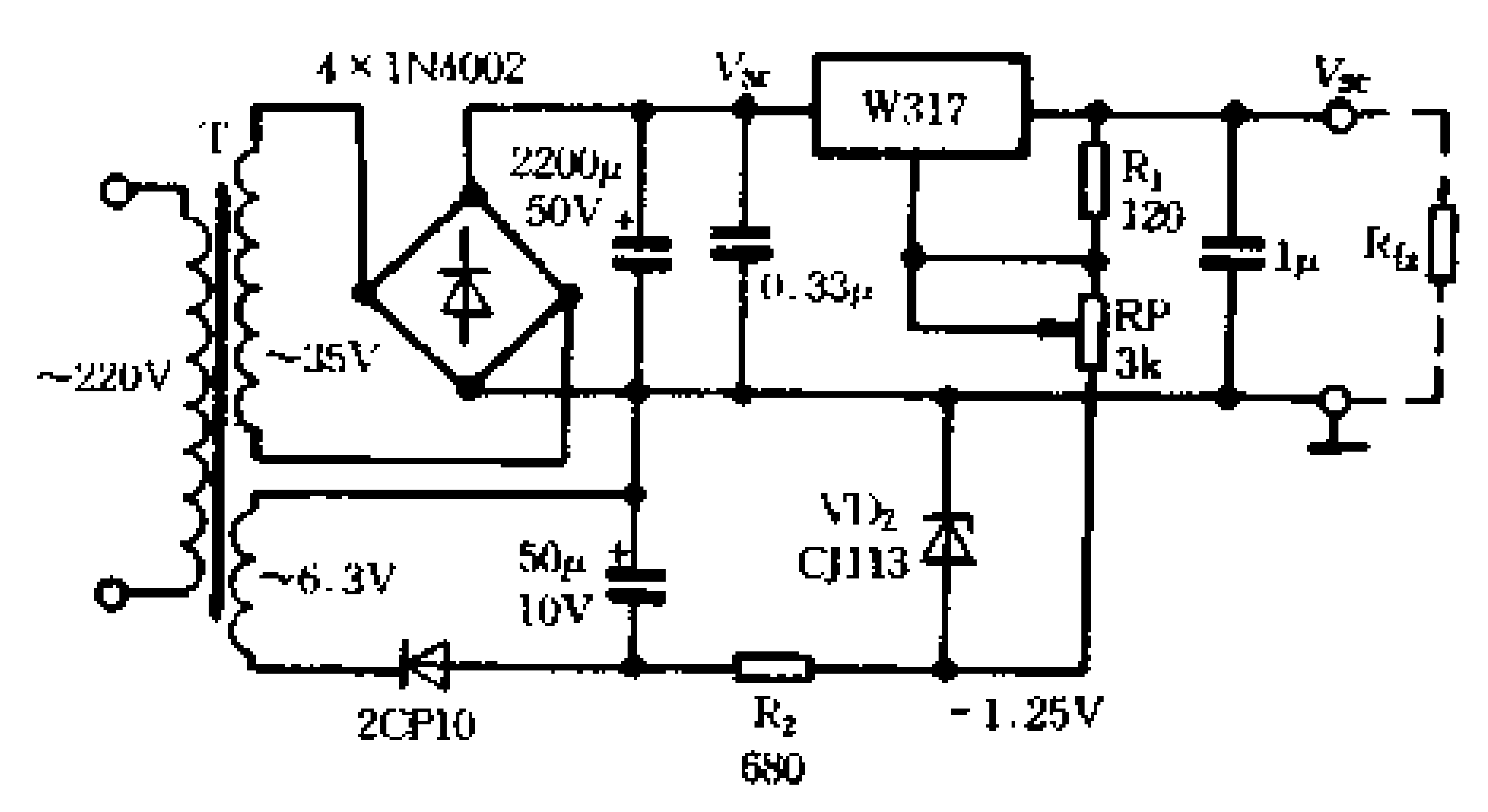


图 3-52　从零调起的稳压电路

采用 CW317，与基本应用电路比较，只是增加了一组由硅稳压管

稳压电路 R_2 和 V_{DZ} 组成的负压电源，提供 $-1.25V$ 的稳定电压加在取样电路下端。稳压电路的输出电压 V_{sc} 仍是从 CW117 的输出端与"地"端之间取得。当 RP 调到零时，R_1 上的 1.25V 正压刚好与 $-1.25V$ 的外供电压抵消，从而使输出电压达到 0V。当 RP 从零开始上调时，输出电压也从 0V 逐渐升高；当 RP 调到最大值时，输出电压也达到最大值。

3. 用 CW117 组成恒流源

同图 3－50 一样，用可调集成三端稳压电路也可以组成恒流源，图 3－53 是用 CW117 组成的输出恒定电流 1A 的恒流源（R_1 取 1.25Ω）。恒定输出电流为

$$I_{sc}=\frac{V_R}{R_1}+I_d\approx\frac{V_R}{R_1}=\frac{1.25V}{1.25\Omega}\approx1(A)$$

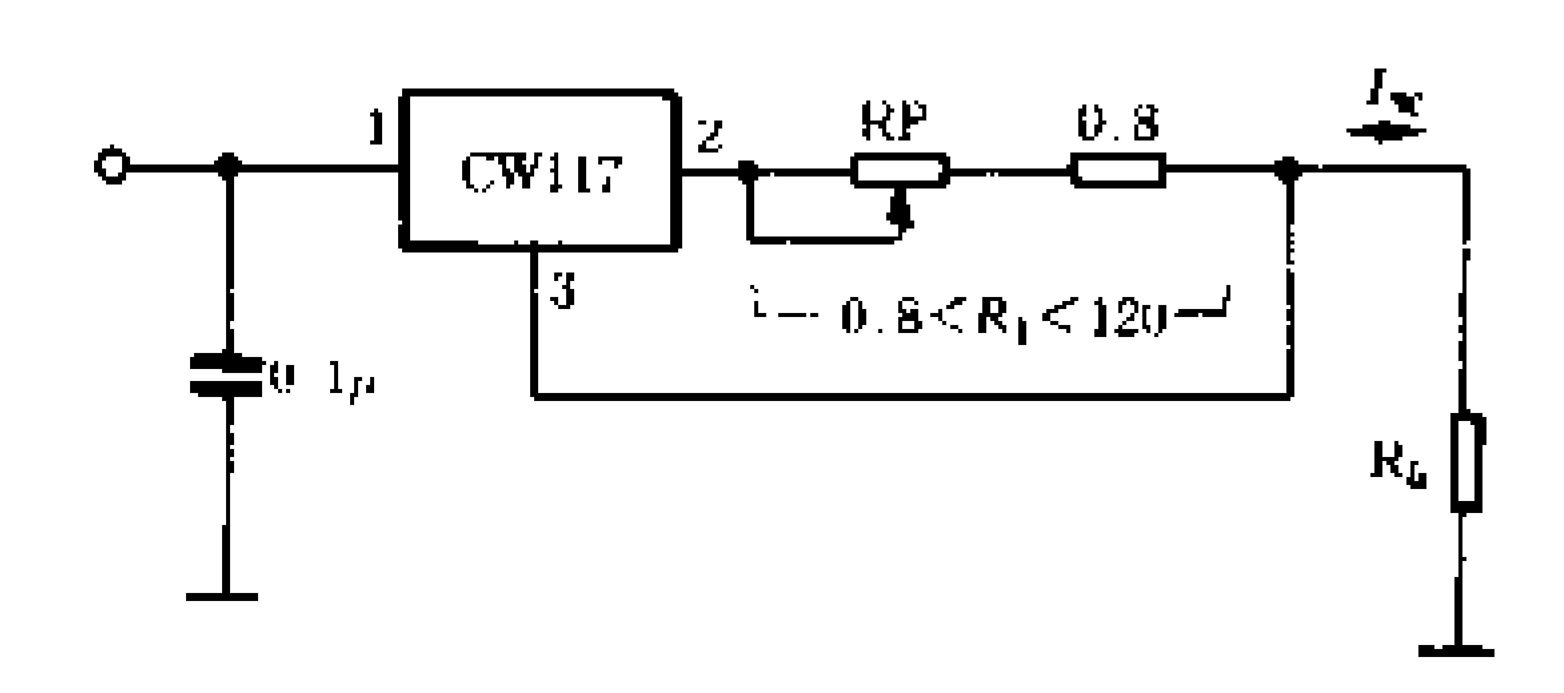


图 3－53　恒流源电路

第七节　开关式稳压电路

串联型晶体管稳压电路和三端集成稳压电路作为电子设备的电源获得了十分广泛的应用。这种稳压电路是通过改变功率调整管的管压降 V_{ce} 实现稳压的。调整管上流过全部负载电流，管压降 V_{ce} 值也较大，所以它的功率损耗很大，有时处于极

限运用状态，工作效率较低，通常只有30~60%。70年代发展起来的开关式稳压电路，打破了传统的稳压电路模式，它的调整元件工作在开关状态，即通过控制调整元件的开关时间来实现稳压，所以效率较高，一般在70~95%之间。这种稳压电路体积小，重量轻，成本低，同时电压调节范围宽，在电网电压波动±20%的条件下，仍能起到很好的稳压作用。所以近年来在彩色电视机、微型计算机和通信设备中有了较多的应用。

开关式稳压电路主要有三种类型，即：串联开关式稳压电路、并联开关式稳压电路和变压器开关式稳压电路。下面分别予以介绍。

一、串联开关式稳压电路

1. 电路的组成

串联开关式稳压电路由取样、比较放大、基准电压、开关脉冲发生和开关控制、开关调整管以及储能电路等组成，其原理方框图如图3-54所示。

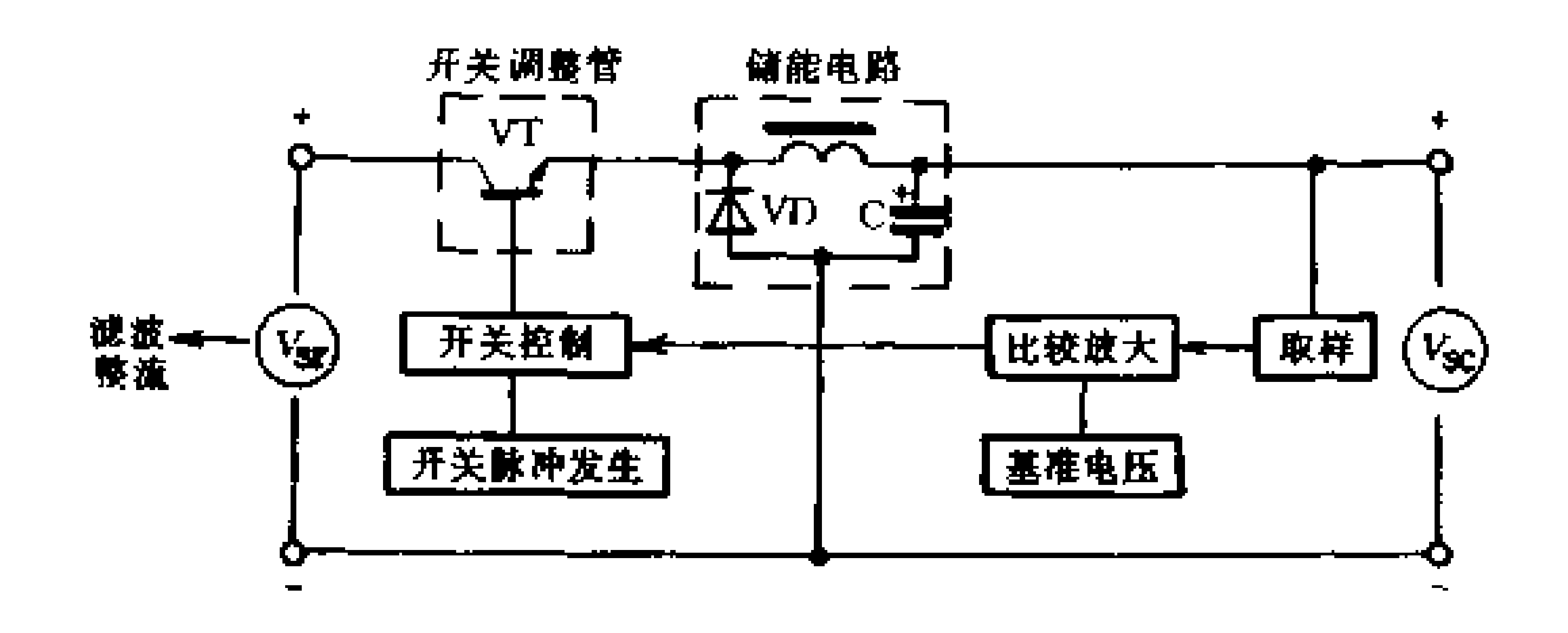


图3-54　串联开关式稳压电路方框图

2. 工作原理

开关式稳压电路的特点是调整管(或称开关管)工作于开关

状态(有关晶体管的开关特性可参见本书第八章),所产生的是离散的电脉冲,需要通过由储能元件电感、电容组成的储能电路才能输出平滑、稳定的直流电压。图 3-55 是用调整管作为开关元件产生电脉冲的原理图。图 3-55(a)中用开关 S 来模拟调

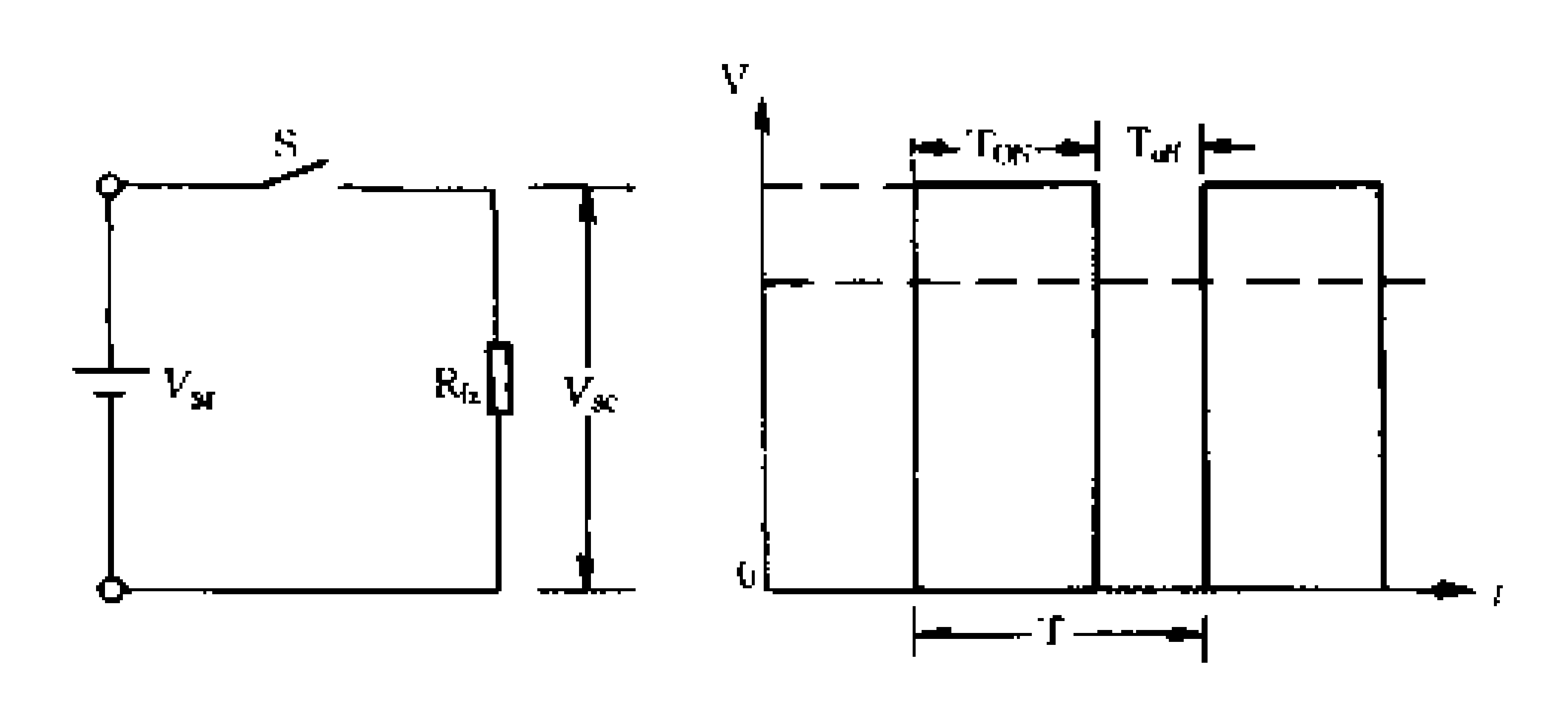


图 3-55 开关调整示意图

整管的开关功能,图 3-55(b)所示是开关受控时进行开和关的动作时,在负载电阻 R_{fz} 上得到的脉冲波形。当开关 S 接通时,输入直流电压 V_{sr} 就会全部加在负载上;当开关断开时,负载上电压为零。如开关交替通、断,负载上即获得矩形脉冲,这个脉冲的平均值为

$$V_{sc} = V_{sr} \cdot \frac{T_{ON}}{T}$$

式中,V_{sc} 表示电压平均值,V_{sr} 是矩形波电压的幅值,T_{ON} 为矩形波的脉冲宽度,T 为矩形波电压的周期,$\frac{T_{ON}}{T}$ 称为占空系数,用 δ 表示。为什么可以利用开关进行调压呢?我们先来分析上式。当因某种原因 V_{sr} 升高时,可以有三种方法使 V_{sc} 保持不变:一种是矩形波的周期 T 保持不变,而让 T_{ON} 变窄,使 V_{sc} 稳定不变,这种方法称为调宽式;另一种是矩形波的宽度 T_{ON} 保持不变,让周期

T 适当延长，保持 V_{sc} 不变，这种方式称为调频式；还有一种是既将 T 加长，又使 T_{ON} 变窄，来稳定 V_{sc}，称为调频调宽式。当 V_{sr} 降低时，用上述三种方法作相反方向的变化，也可以稳定 V_{sc}。本节仅介绍应用最多的调宽式开关稳压电路。下面先介绍在开关稳压电路中几个主要电路的作用及工作原理。

(1) 储能电路

为了能把调整管输出的离散的矩形脉冲变成连续的平滑而稳定的输出电压，需要在调整管后面接入储能电路（又称为换能器），如图 3－56(a)所示。图中，VT 为工作于开关状态的调整管，VD 为续流二极管，电感 L 和电容 C 为储能元件。当 VT 基

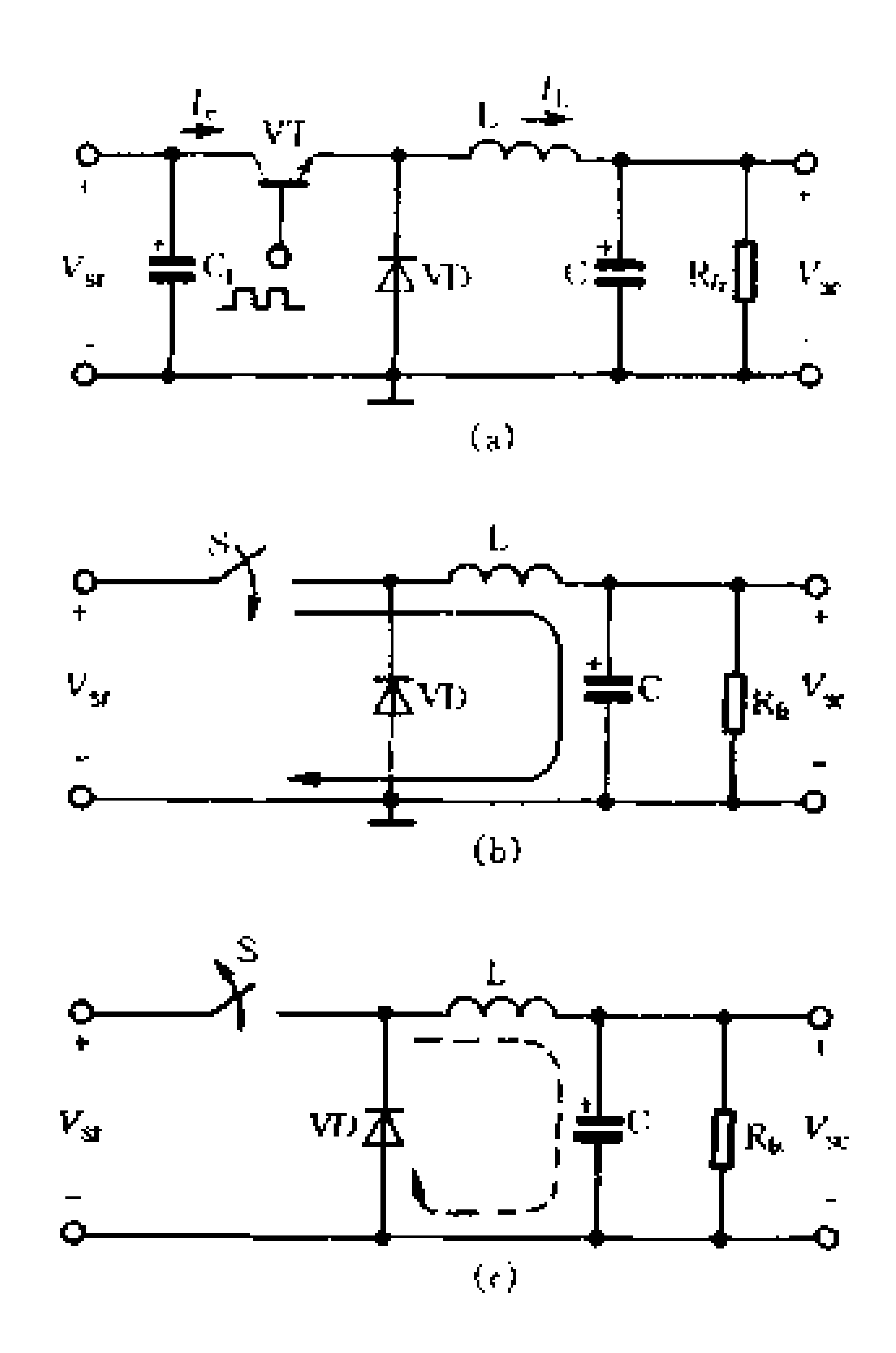


图 3－56 储能电路及其工作原理

极加上控制脉冲时，即进入饱和状态(相当于开关接通)，二极管VD被反向偏置而截止，此时，VT的集电极电流通过储能元件L、C向负载R_{fz}供电。由于流过电感L的电流不能突变，电流I_z将缓慢上升。与此同时，L、C自身也储存了一定的能量。正脉冲越宽、VT导通的时间越长，电流增加得越大，L和C中储存的能量也越多。这期间电流的流通路径如图3－56(b)所示。

当VT基极没有正向脉冲或加上负脉冲时，VT将处于截止状态。这时，电感L中的电流不能突变，将产生自感电动势，其极性标在图3－56(c)上，二极管VD将因正向偏置而导通，电感L利用它所储存的磁场能量对电容C充电，把磁场能量转换成电容C的电场能量。由于负载电阻R_{fz}与C并联，所以也同时获得电流，电流方向如图3－56(c)中虚线所示。在VT截止期间的后一阶段，电感电流下降到一定数值时，电容C就通过负载缓慢放电，维持负载电流不致出现大的波动，直至VT基极又适时得到正向脉冲，进入导通状态，输入电压V_{sr}又通过VT向电容充电并向负载供电。通过上述过程就可以使输出电压V_{sc}始终维持在一定的数值上。

如上所述，虽然调整管输出的电流是时断时续的矩形脉冲，但通过储能电路的作用，在负载R_{fz}上得到的输出电压却是连续的。在调整管截止期间，负载R_{fz}上的电流和电压是电感L和电容C所储存的能量来维持的。调整管导通时，它们储存能量，调整管截止时，它们释放能量。L和C在电路中还起着平滑滤波作用，利用电感L的“传直流，阻交流”和电容C的“隔直流，传交流”的作用，使送往负载的电流中，交流成份被有效地滤除，负载上获得的是平滑的直流电流和电压。二极管VD为电感L释放能量提供了通路，因此称之为续流二极管。

(2) 稳压原理

为了实现稳压，开关型稳压电路也是一个闭环系统，即通过取样电路将输出电压 V_{sc}的变化量 ΔV_{sc}反馈到调整管的基极，控制调整管导通与截止的时间比，以实现输出电压的稳定。串联开关型稳压电路的原理图如图 3 - 57 所示。图中，调整管

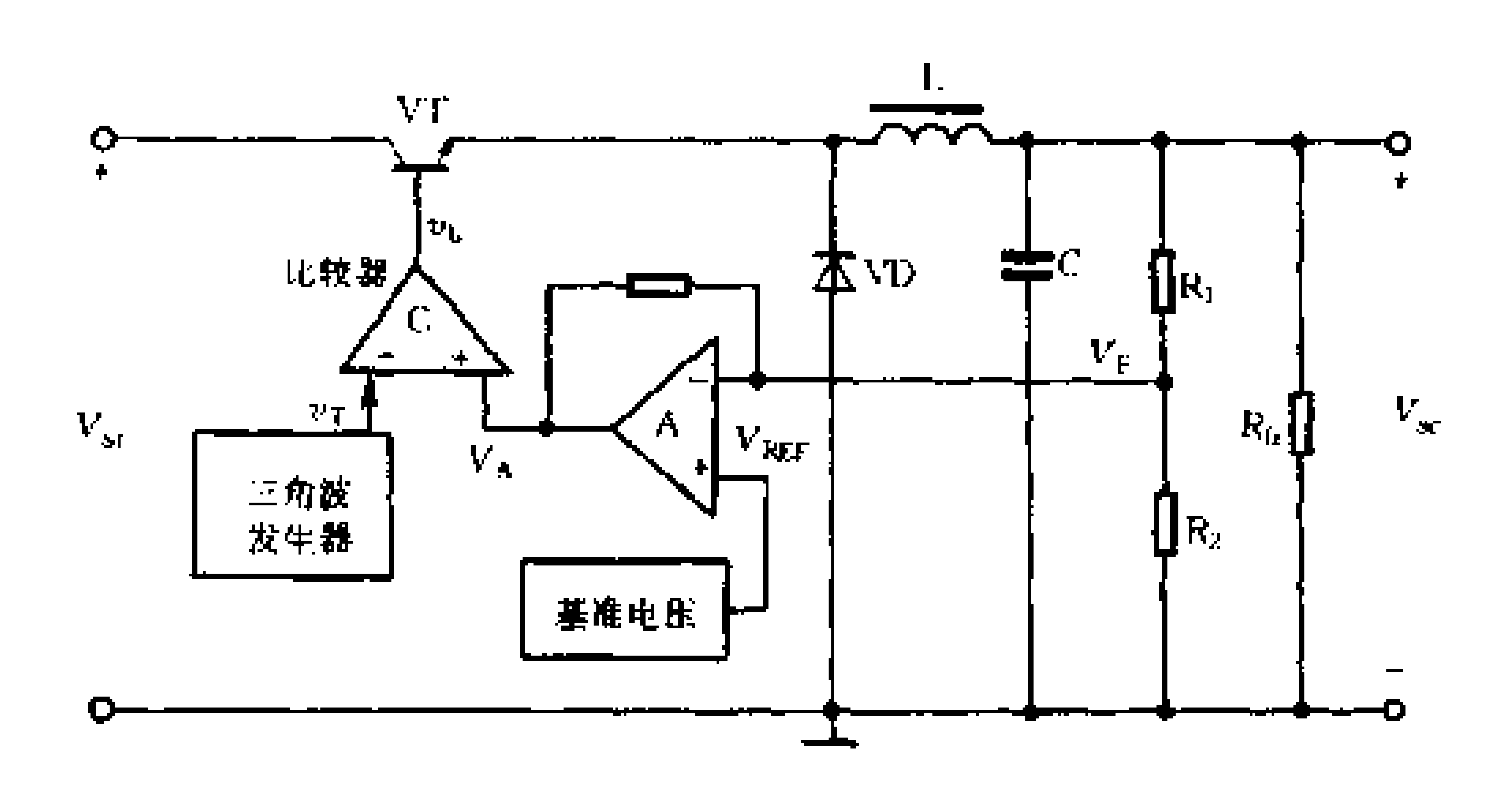


图 3 - 57　串联开关型稳压电路原理图

VT、电感 L、电容 C、续流二极管 VD 及负载电阻 R_{fz}组成了储能电路（换能器），R_1、R_2为取样电阻，A 为取样放大电路，其输出电压 V_A受反向输入端反馈电压 V_F控制，同相输入端接入基准电压 V_R。取样放大电路的输出电压 V_A是比较器 C 的比较电平，它受 V_F控制，即受输出电压变化量 ΔV_{sc}的控制。在 V_{sc}变大时，V_F也随之变大，经反相放大后，V_A变小。比较器 C 的反相输入端加入三角波信号。比较器 C 的输出是脉冲宽度可调的矩形波。

怎样把输出电压的变化量转换成调整管 VT 基极控制脉冲波形的占空系数（占空比）呢？这个任务是由比较器 C 来完成的。比较器 C 的输入信号 V_r和输出信号 V_b的波形如图 3 - 58 所示。若由于输出电压 V_{sr}的增高或负载电流 I_{fz}的减小，导致

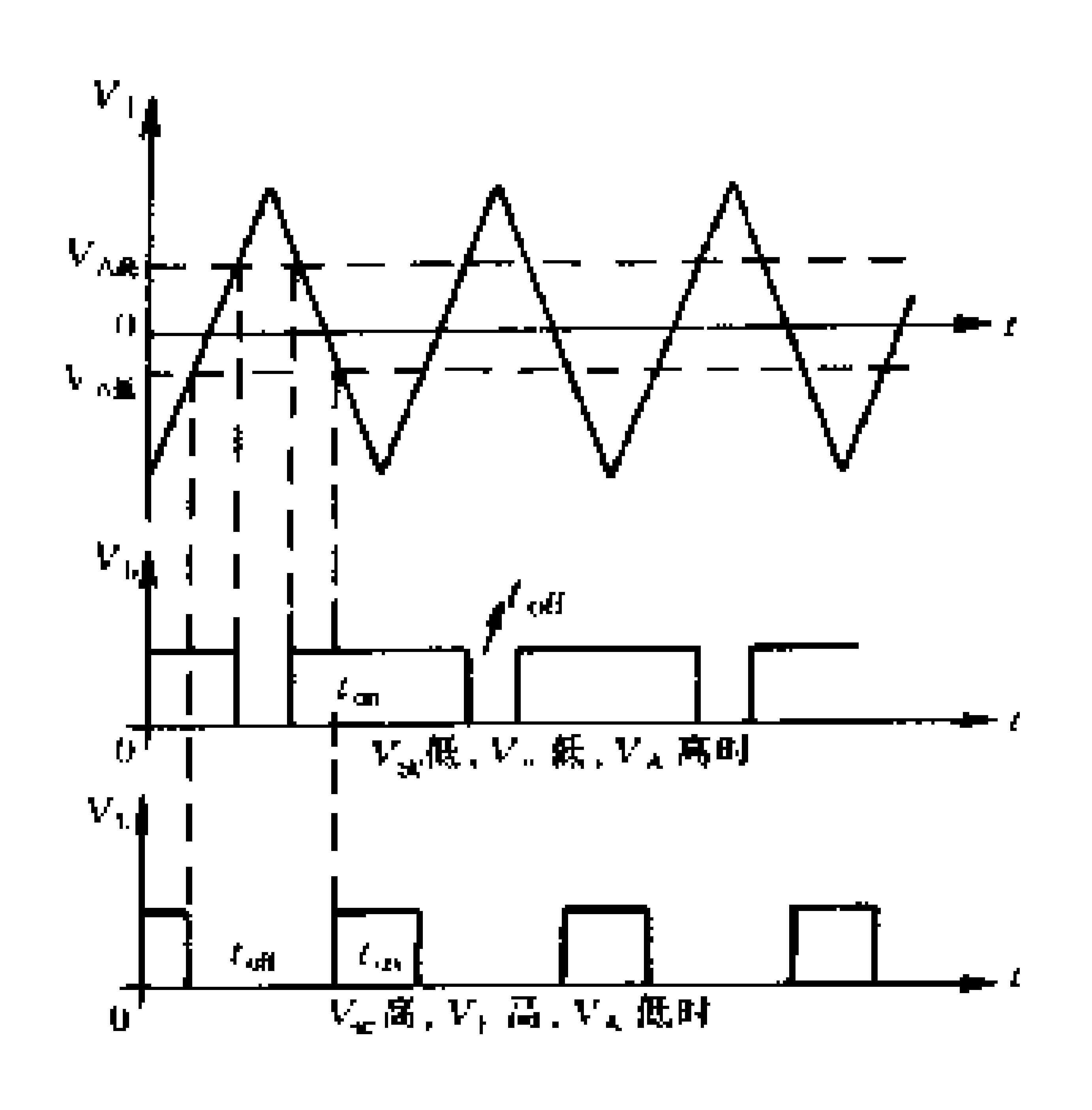


图 3-58 比较器输入输出信号波形

输出电压 V_{sc}增高时，取样电压 V_F也增高，经反相放大使 V_A降低。由于 V_A作为比较器的比较电平，V_A降低时，使比较器输出脉冲 V_b为高电平的时间变短，为低电平的时间变长，相应地调整管 VT 导通的时间变短，截止的时间变长，其结果是使负载电流的平均值和直流分量变小，把输出电压 V_{sc}降下来。稳压过程表示如下：

$$V_{sc}\uparrow \rightarrow V_F\uparrow \rightarrow V_A\downarrow \rightarrow T_{ON}\downarrow \rightarrow I_{fz}\downarrow \rightarrow V_{sc}\downarrow$$

当 V_{sc}减小时，稳压过程中各量的变化与此相反。

二、并联开关式稳压电路

并联开关式稳压电路的特点是储能元件电感 L 与负载并

联。调整管导通期间，电流只通过电感 L，把磁场能量存储在电感 L 中；调整管截止期间，电感 L 释放能量，向电容 C 充电，并向负载提供电流。储能电路如图 3－59 所示。

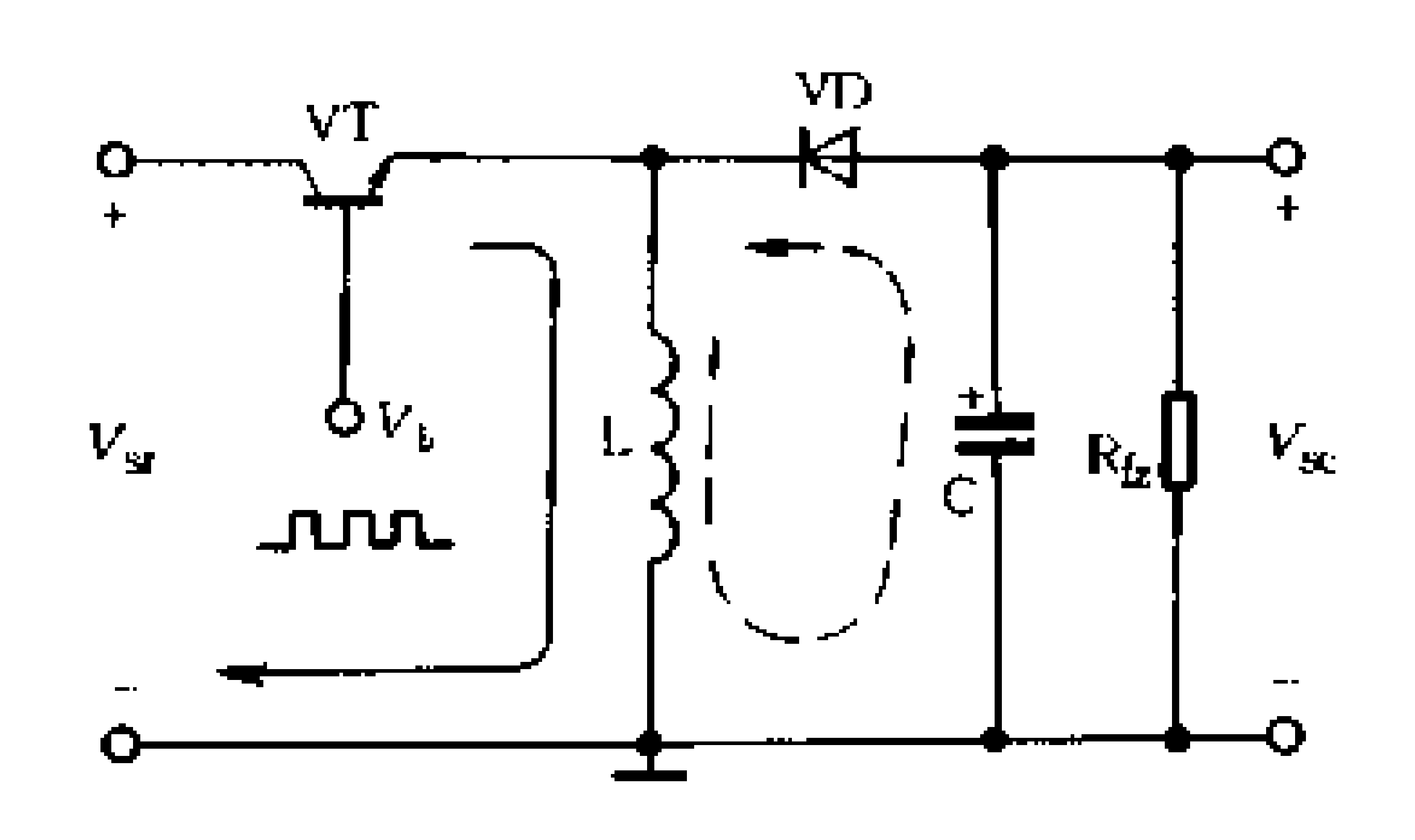


图 3－59 并联开关式稳压电路的储能电路

处于开关状态的调整管 VT、基极加有控制脉冲 V_b，在 V_b 为高电平时，VT 饱和导通；V_b 为低电平时，VT 截止。电路的工作原理为：

(1) 在 VT 为高电平期间，VT 饱和导通，输入直流电压 V_{sr} 迅速加到电感 L 两端，二极管 VD 被反向偏置而截止，V_{sr} 只能给 L 储能，由于电感上的电流不能突变，流过电感的电流只能缓慢地增长。在此期间，电容 C 通过负载 R_{fz} 缓慢放电，维持负载电流连续而平滑。

(2) 在 V_b 为低电平期间，VT 管截止。由于流过电感的电流不能突变，电感 L 将产生自感电动势，其极性为上负下正(图 3－59)，正好使二极管 VD 正向偏置而导通，电感 L 通过 VD 向电容 C 充电，同时供给负载电流，电流的方向如图中虚线所示。与此同时，电感 L 上的电流缓慢下降。

(3) 在调整管 VD 交替导通和截止时，电感上的电流波形近

似为锯齿波，其中的交流成分被电容 C 滤除，直流成分传送给负载，产生了平滑稳定的输出电压 V_{sc}。

三、变压器式开关稳压电路

变压器式开关稳压电路的特点是调整管通过变压器将能量传送给负载。这种稳压电路在彩色电视机中应用较多。其基本电路如图 3-60 所示。

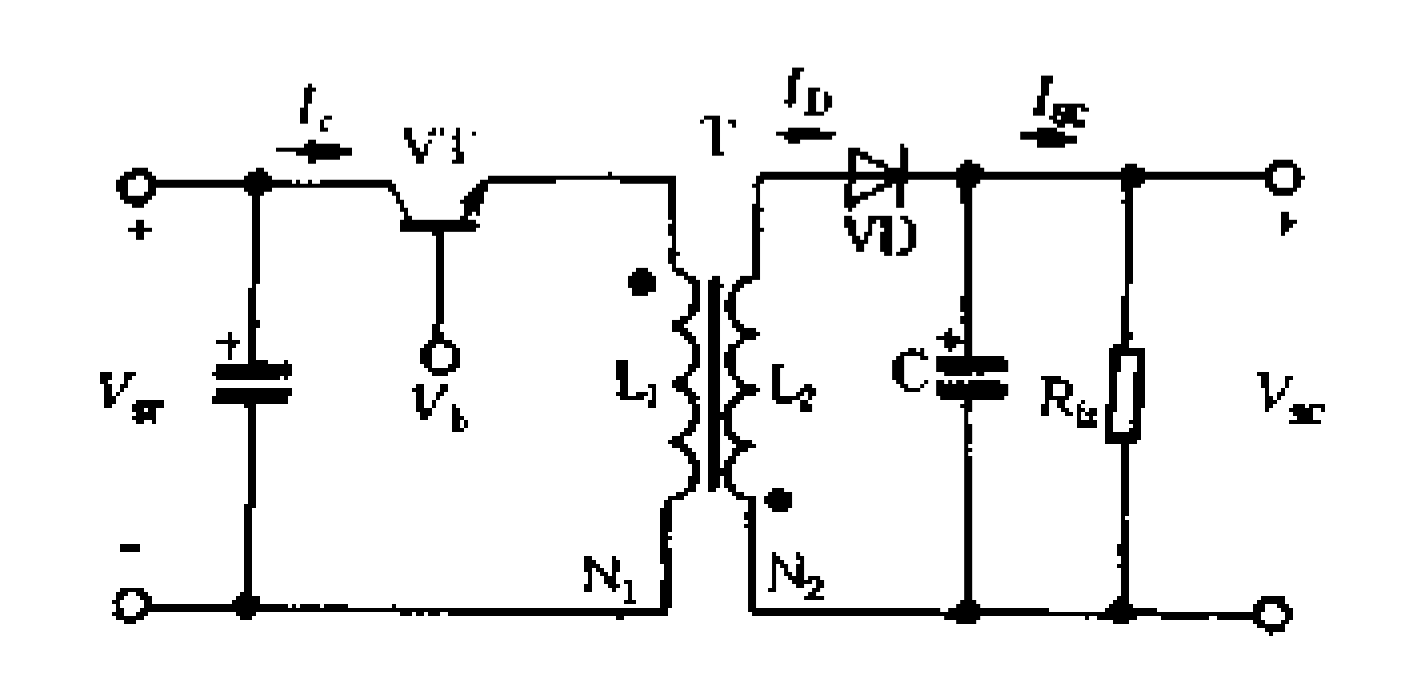


图 3-60　变压器式开关稳压电路原理图

变压器式开关稳压电路实际上是并联式开关稳压电路的变形电路。图中，变压器初级线圈 L_1 代替了并联式开关稳压电路中的储能电感 L，变压器次级线圈与二极管 VD、电容 C 与负载电阻 R_{fz} 组成的回路代替了并联储能电路中 L 的泄放回路。通过变压器耦合，将调整管 VT 导通期间输出的能量传送给负载。这种传送方式可使输出电压的大小通过改变变压比任意选择而变得十分灵活。同时，可以根据需要设置多个次级线圈，以获得不同数值的输出电压。

当调整管 VT 受控导通时，输入直流电压 V_{sr} 通过 VT 和变压器初级线圈使电流近似成线性增长，把电能转换成磁场能量储存在变压器中。在 VT 导通期间，二极管 VD 因反向偏置而截止。

当调整管 VT 受控截止时，变压器次级线圈存储的磁场能量将会释放，线圈中产生一个上正下负的自感电动势，使二极管 VD 导通进行半波整流，经电容 C 滤波，使负载获得上正下负的平滑稳定的直流电压。图 3-60 中，输出电压与输入电压的关

系为

$$V_{sc} = \frac{V_{sr}}{\eta} \cdot \frac{\delta}{1-\delta}$$

式中，V_{sr}为整流滤波电路输出的不稳定直流电压；n 为变压器的变压比；δ 为控制脉冲的占空比（$\delta = \frac{T_{ON}}{T}$）。

四、集成化开关稳定电路

近几年来集成化开关稳压电路产品陆续问世，市场上称它为开关电源模块。虽然目前它的容量不大，但已为开关型稳压电路的集成化展示了广阔的前景。这种开关电源模块，实现了高性能、高效率与超小型的完美结合。图 3－61 所示是 K 系列

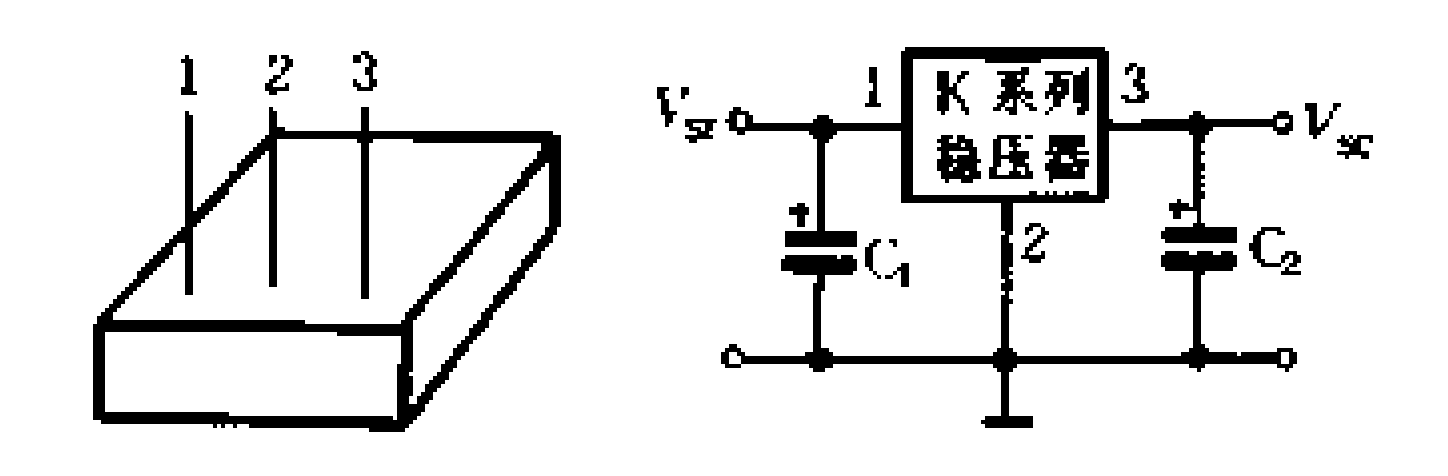


图 3－61 K 系列集成三端稳压电路

开关稳压电路的外形及基本应用电路，它的功能与前面介绍的 CW7800 系列集成稳压电路相同，但它的效率却可达到 80%，不需外加散热器。该系列包括降压 KJ 型、升压 KS 型和反压 KF 型三种。升压式 KS 型开关稳压器件，可应用于工作电压比电源电压高的电路中。KJ 及 KS 型的输出电压有 5、6、9、12、15、24V 等多种。反压式 KF 型开关稳压器件，适用于需要负压的电路中，输出电压有－5、－6、－9、－12V 等。下表给出了 K 系列三端稳压电路的主要参数。

最高输入电压	40V
最低输入电压	3V
最大输出电流	500mA
静耗电量	30mA
开关频率	100kHz
输出电压波纹	$100mV_{p-p}$
工作效率	80%
工作温度	0℃－70℃
外形尺寸	$1.2\times2.2\times3.2cm^3$

第八节　晶闸管可控整流及调压电路

在本书第一章介绍了晶闸管的工作原理和电气特性。晶闸管作为一种功率半导体器件，可以在高电压、大电流下工作，功率放大倍数很高，可用微弱的信号功率，对大功率的电源进行控制和变换，具有体积小、重量轻、效率高、使用维护简单、控制灵敏等突出优点，在电子电路中也得到了广泛的应用。

一、晶闸管可控整流电路

可控整流电路除了能把交流电变换成直流电，还可以调节直流电压的大小。利用晶闸管可以方便地组成半波和桥式可控整流电路，分别叙述如下。

1. 半波可控整流电路

半波可控整流电路的电原理图，见图 3－62(a)，各点波形示

于图 3-62(b)中。

交流电压 v_2的正半周，晶闸管 VS 承受正向电压，在门极尚未输入触发电压 v_g时，晶闸管不导通，负载 R_{fz}上没有电流。在

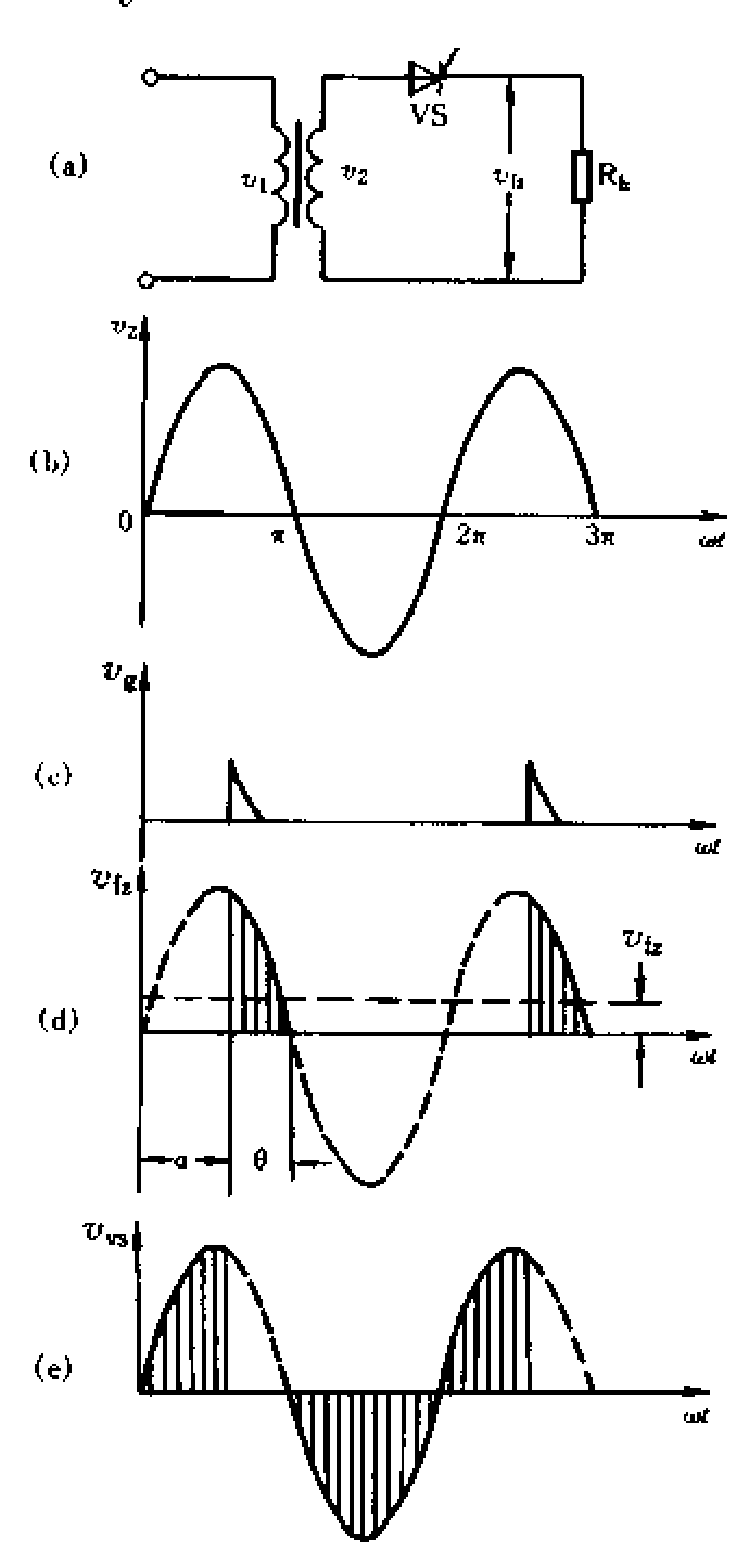


图 3-62　半波可控整流电路及其波形图

v_2正半周的某一时刻 t_1，门极输入正的触发脉冲电压 v_g，晶闸管导通，v_2几乎全部降落在负载电阻 R_{fz}上。v_2过零瞬间。晶闸管的阳极电压为零，并向负的方向变化，晶闸管将自行关断。在 v_2 的负半周，晶闸管承受反向电压，晶闸管仍处于关断状态。待 v_2进入第二个正半周时，在某一时刻 t_2，输入触发脉冲，晶闸管再次导通……，如此周而复始，负载电阻 R_{fz}上获得的是不连续的电压波形。

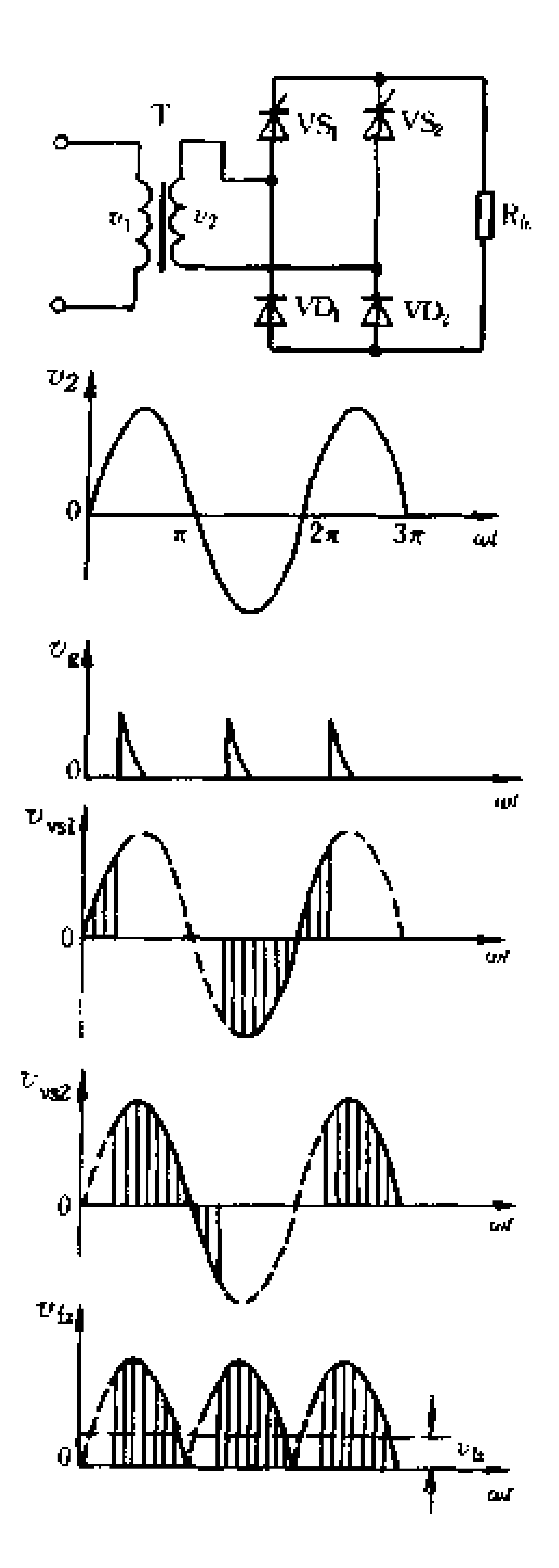


图 3－63　半控桥式整流电路及其波形图

由图 3－62(b)的波形图可见，在交流电压 v_2的正半周期间，晶闸管的导通取决于门极触发脉冲输入的时刻。触发脉冲早到时，晶闸管就早导通；触发脉冲晚到时，晶闸管就晚导通。因此，触发脉冲的输入时刻，控制着晶闸管的有效导通时间，通常用导通角 θ 表示晶闸管导通时间的长短。交流电的半个周期相当于 180°或 π 弧度。当导通角 $\theta = 0°$时，晶闸管不导通，输出电压、电流均为零。$\theta = \pi$ 时，称为全导通。从晶闸管开始承受正向电压到触发导通这段时间所对应的电角度称为控制角，

间 α 表示。显然，$\alpha = \pi - \theta$ 或 $\alpha + \theta = \pi$。α 与 θ 都是用来表示晶闸管在承受正向电压的半个周期内导通或阻断的范围的。根据控制角 α 或导通角 θ，可以推导出半波整流电路负载上的直流脉动电压平均值，即

$$V_{fz} = 0.45 V_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

由上式可以看出，通过改变控制角 α，即可改变负载上脉动直流电压的平均值 V_{fz}。α 越大，V_{fz} 越小，实现了可控整流。

半波可控整流电路中，晶闸管承受的最大正反向电压即为交流电压 v_2 的峰值 $\sqrt{2} V_2$。

2. 桥式半控整流电路

在桥式整流电路的四个桥臂上，只需接入两个晶闸管和两个整流二极管，即可构成全波可控整流电路，常称之为桥式半控整流电路，其电路图和波形图如图 3－63 所示。

晶闸管门极没有触发脉冲输入时，在交流电压 v_2 的正、负半周，VS_1、VS_2、VD_1、VD_2 均不导通。

v_2 正半周期间，VS_1 承受正向电压，VS_2 承受反向电压。在 t_1 时刻，晶闸管门极加上了触发电压 v_g、VS_1 即刻导通，电流从变压器次级 A 端出发，经 VS_1、R_{fz} 和 VD_2 回到 B 端，负载上获得上正下负的脉动直流电压。

v_2 负半周期间，VS_1 承受反向电压由导通变为截止，VS_2 承受正向电压，在 t_2 时刻输入触发脉冲 v_g，则 VS_2 由截止变为导通，电流从变压器次级 B 端经 VS_2、R_{fz} 和 VD_1 回到 A 端，负载上的电流方向仍然不变，即在 v_2 负半周负载上的脉动直流电压也是上正下负，实现了全波可控整流。负载上脉动直流电压的平均值为

$$V_{fz} = 0.9 V_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

由上式可以看出，当改变控制角 α 时，输出电压 V_{fz} 也跟着改变。当 V_2 及 α 相同时，桥式可控整流电路的输出电压比半波可控整流电路高出一倍。

桥式半控整流电路中，晶闸管承受的最大正、反向电压为交流电压 v_2 峰值 $\sqrt{2}V_2$，而晶闸管通过的脉动电流平均值为负载上脉动电流平均值的二分之一。

3. 感性负载桥式半控整流电路

在电子电路中，晶闸管可控整流电路所带的负载为电感线圈或电阻性负载串联滤波电抗器时，则称为感性负载，如图 3－64 所示。

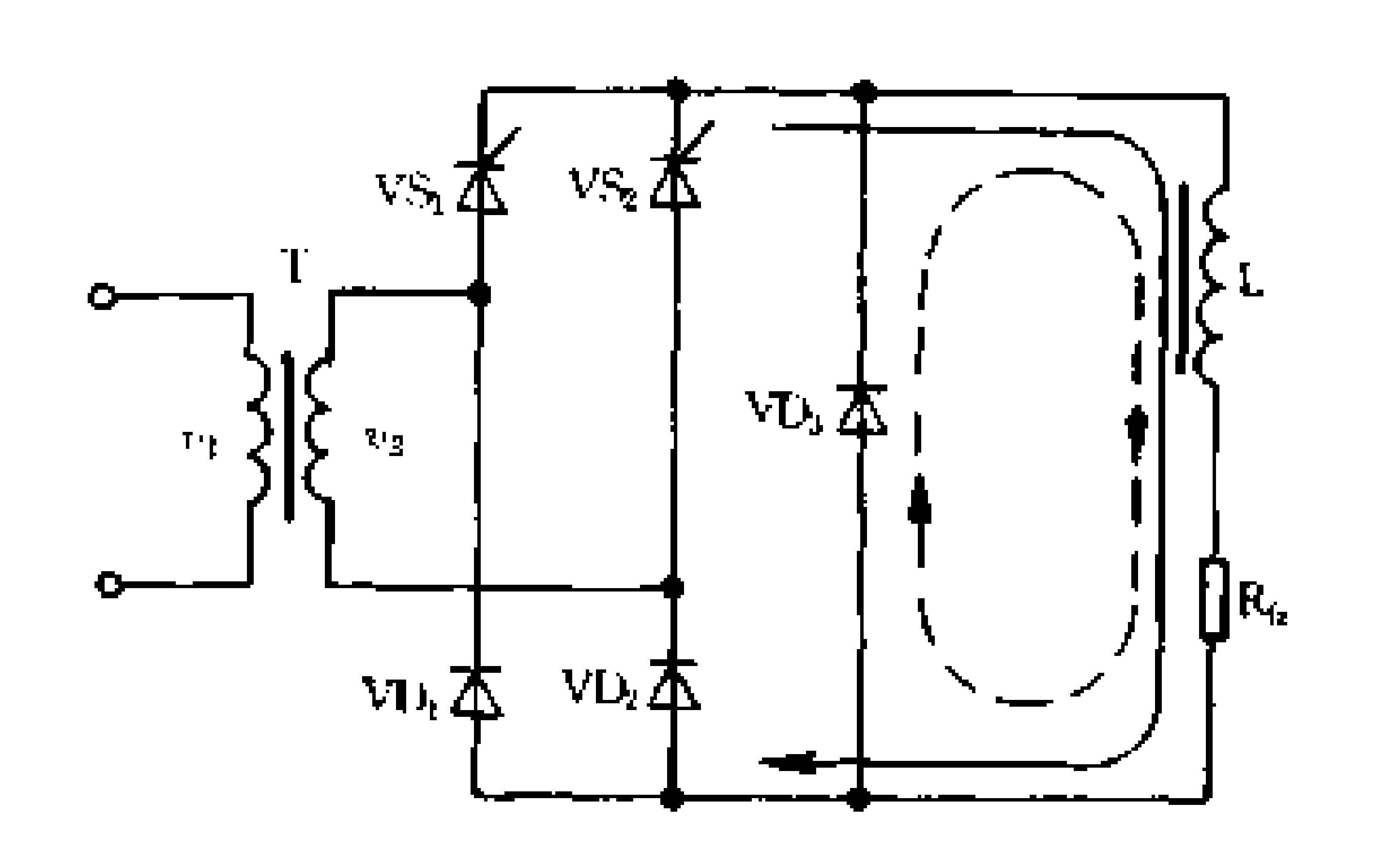


图 3－64 感性负载桥式半控整流电路

在交流电压 v_2 正半周的某一时刻，晶闸管 VS_1 触发导通，电流由变压器次级线圈 A 端出发，经 VS_1、电感 L、R_{fz} 及 VD_2 流回 B 端。此时，电感 L 储存了磁场能量。

v_2 进入负半周时，VS_2 尚未触发导通，电感 L 释放能量，力图维持原来电流的大小及方向，VS_1 仍然处于导通状态而无法关断，造成电路失控。为此，在输出端并联了一个续流二极管 VD_3。在 v_2 进入负半周时，VD_3 导通，电感 L 通过 VD_3 迅速释放

出磁场能量，保证可控整流电路正常工作，其续流电路如图3－64中虚线箭头所示。注意，续流二极管极性不可接反，以免造成短路。

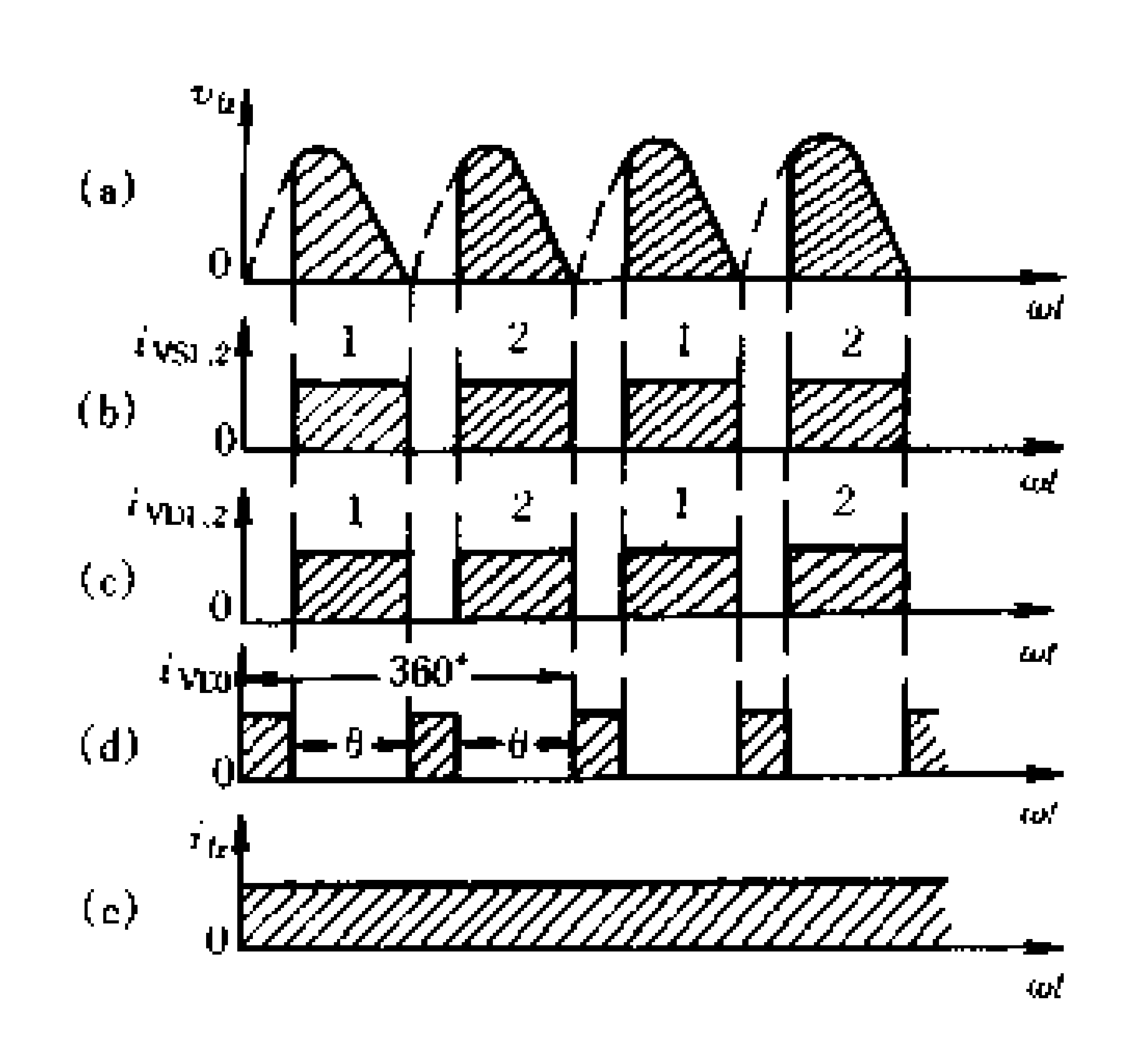


图3－65 感性负载半控桥式整流电路波形

图3－64所示的电路中，R-L串联的负载上电压波形与电阻性负载一样，脉动直流电压的平均值也相同，只是电流波形完全不同。当$\omega L \gg R$时，电流i_{fz}的波形接近一条水平线，如图3－65的波形图所示。

在v_2的一个周期内，每只晶闸管的导通角为θ，则续流二极管的导电角度为360°－2θ。因此，流过晶闸管的平均电流为$\frac{\theta}{360°} \times I_{fz}$，流过续流二极管的平均电流为$\frac{360°-2\theta}{360°} I_{fz}$。

二、晶闸管的触发电路

晶闸管导通的条件，一是在它的阳极外加正向电压，二是在门极与阴极之间加上正向触发电压。提供触发信号的电路称为触发电路。触发电路的种类很多，下面仅介绍电子电路中常用的两种触发电路。

1. 晶闸管对触发电路的要求

(1) 触发电路应能供给足够的触发功率。用脉冲电压作触发信号时，其幅值通常为5V～8V。

（2）为了保证触发时间准确，要求触发脉冲的上升边沿陡峭，上升时间不超过 10μs。

（3）晶闸管门极控制开通时间通常约为 5μs，所以触发脉冲的宽度应大于 5μs，一般取 20μs ~ 50μs。对于感性负载还应适当加宽，否则触发脉冲消失时，全电路的电流还上升不到维持电流，则触发失败。

（4）不触发时，触发电路的输出电压应小于 0.15V ~ 0.3V。为了提高抗干扰能力，避免误触发，必要时可在门极施加 1V ~ 2V 的负电压。

（5）触发脉冲必须与主电路的交流电源同步，以保证晶闸管每个周期都有相同的导通角 θ。同时，要求触发脉冲发出的时刻能平滑地前后移动（称为移相），移相范围要足够宽。

2. 阻容移相桥触发电路

在电工学中分析正弦交流电路时，读者已经知道，在电阻与电容 C 的串联电路上，电阻 R 上的电压与电容 C 上的电压相位相差 90°，据此设计出一种阻容移相桥触发电路，如图 3 - 66(a) 所示。图中，电源变压器 T 的次级线圈有中心抽头，次级线圈与

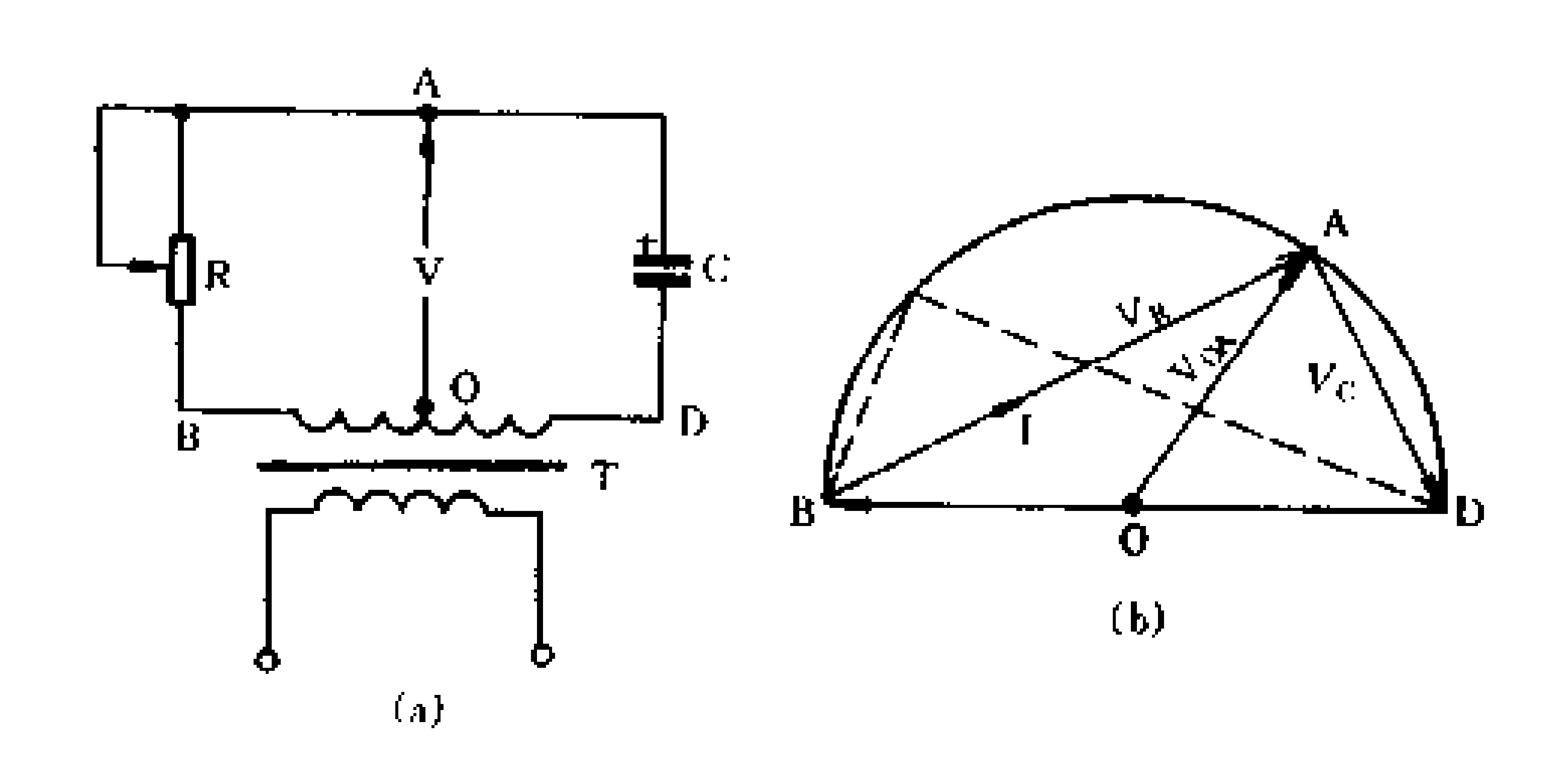


图 3 - 66　阻容移相桥触发电路

可变电阻 R、电容器 C 组成串联回路，在中心抽头 O 与 R、C 连接点 A 之间取得触发电压 v_g。显然，变压器次级电压 V_{OB}与电阻两端电压 V_{BA}、电容两端电压 V_{AD}之间的关系为

$$V_{DB}^2 = V_{BA}^2 + V_{AD}^2$$

这是直角三角形三个边(勾、股、弦)的关系。由此可以绘出图 3-66(b)所示的矢量图。由图可见，次级线圈中心抽头 O 点至 A 点间的电压 V_{OA}是一个相位可变的电压。当改变 R 值时，A 点的轨迹将在一个半圆上移动。当 R 很大时，V_{BA}很大，V_{AD}很小，V_{OA}的相位角接近 0°；当 R 很小时，V_{BA}很小，V_{AD}很大，V_{OA}的相位角接近于 180°。将 V_{OA}引入晶闸管的门极与阴极之间，即可实现 180°范围的移相触发。图 3-67 所示是采用阻容移桥触

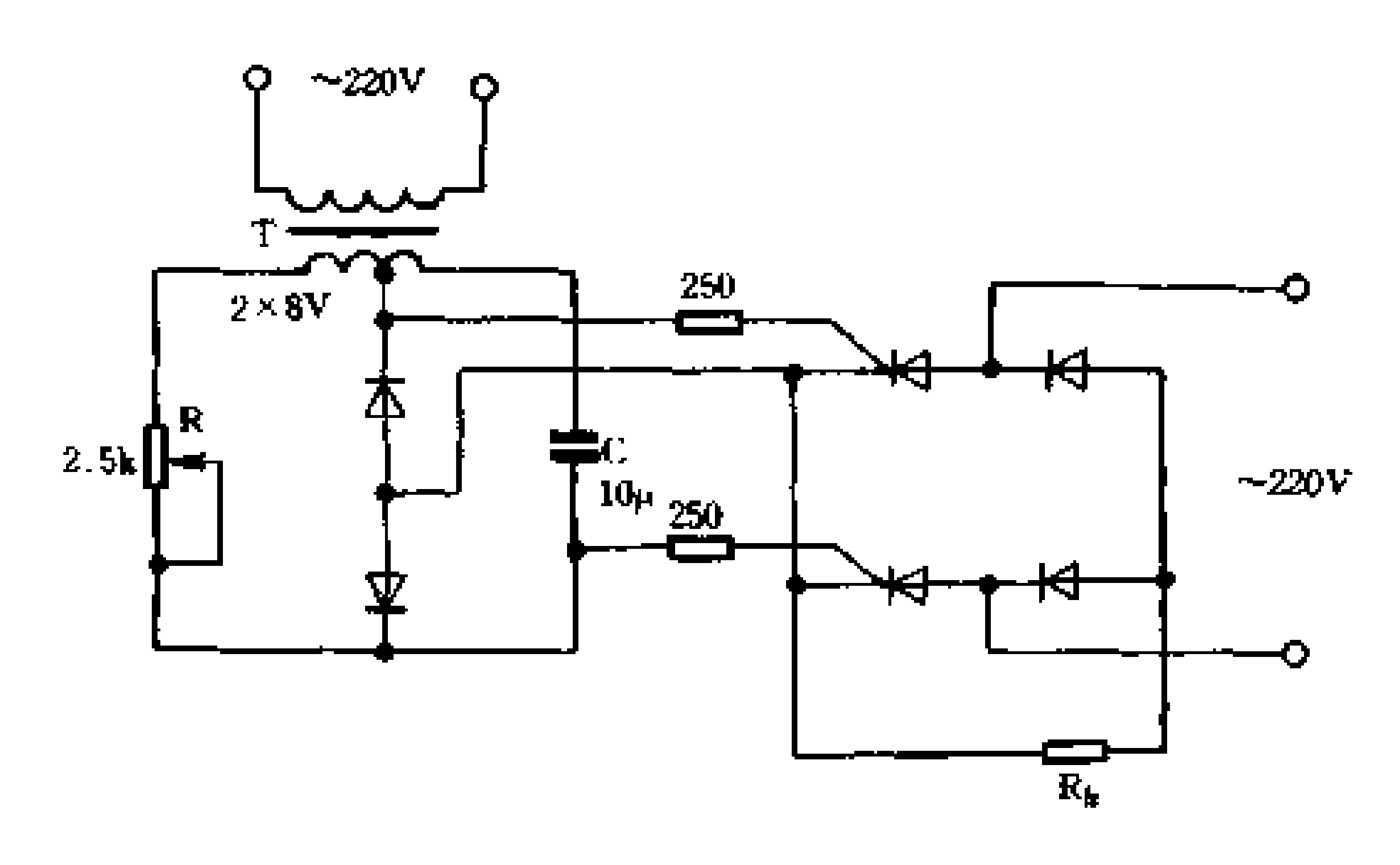


图 3-67　阻容移相桥触发电路的应用

发电路的晶闸管桥式半控整流电路。

3. 单结晶体管触发电路

(1) 单结晶体管的结构与特征

单结晶体管又叫双基极二极管，是由一个 PN 结和三个电

极构成的半导体器件，它的结构和等效电路示于图 3－68 中。在一块高电阻率的 N 型硅片两端，制作两个电极，分别称为第

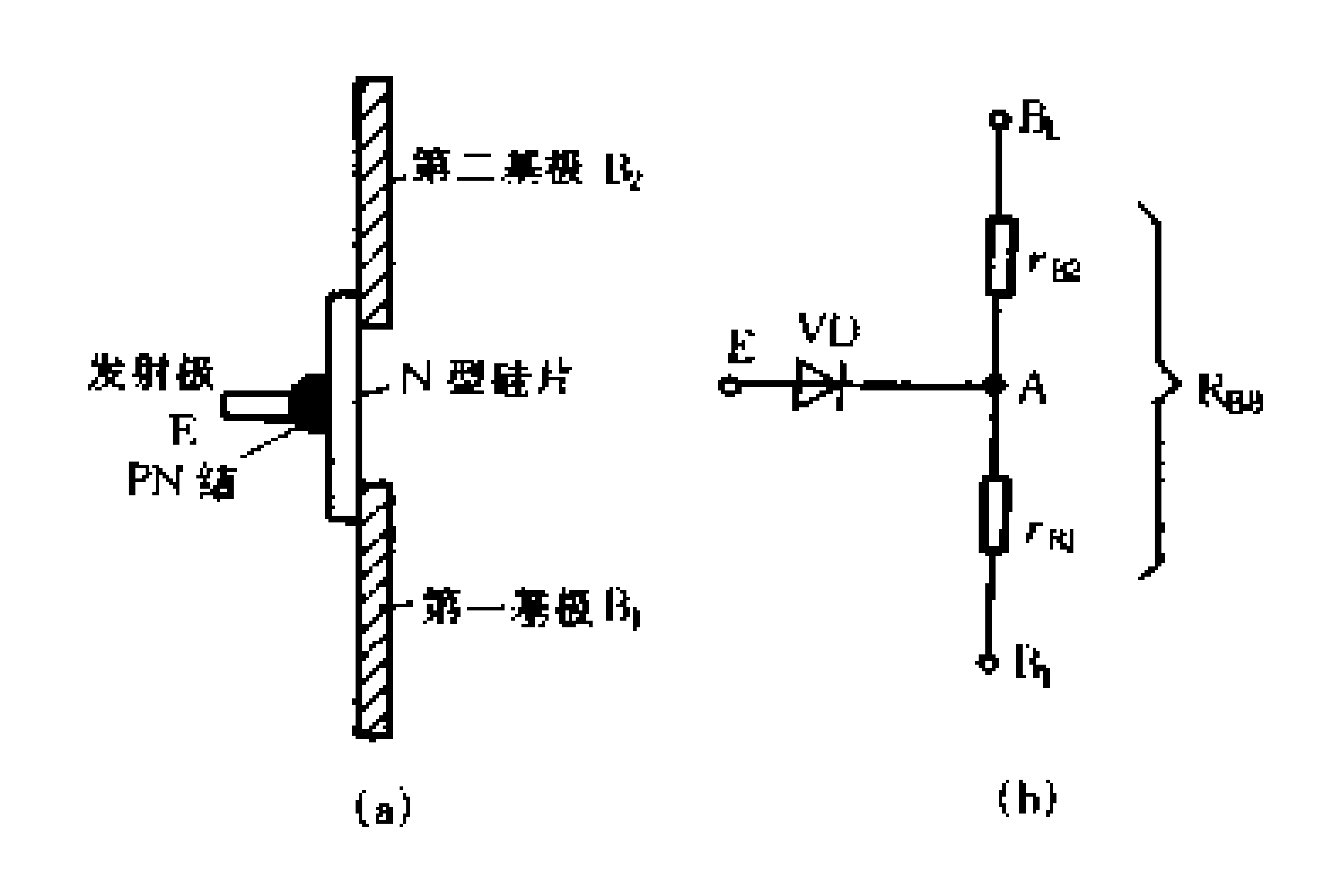


图 3－68　单结晶体管的结构及等效电路

一基极 B_1和第二基极 B_2；硅片的另一侧靠近第二基极 B_2处制作了一个 PN 结，在 P 区引出的电极叫做发射极 E。为分析方便，可以把两个基极 B_1、B_2之间的 N 型区域等效为一个纯电阻 R_{BB}，称为基区电阻，它是单结晶体管的重要参数，R_{BB}一般在 2000Ω～10000Ω 范围内。R_{BB}又可以看作是两个电阻的串联电路，其中 r_{B2}为基极 B_1与发射极 E 之间的电阻，r_{B2}是基极 B_2与发射极 E 之间的电阻。在正常工作时，r_{B1}的阻值随发射极电流 I_E的变化而改变，具有可变电阻特性。PN 结可等效为一个二极管 VD，图 3－68(b)是它的等效电路。

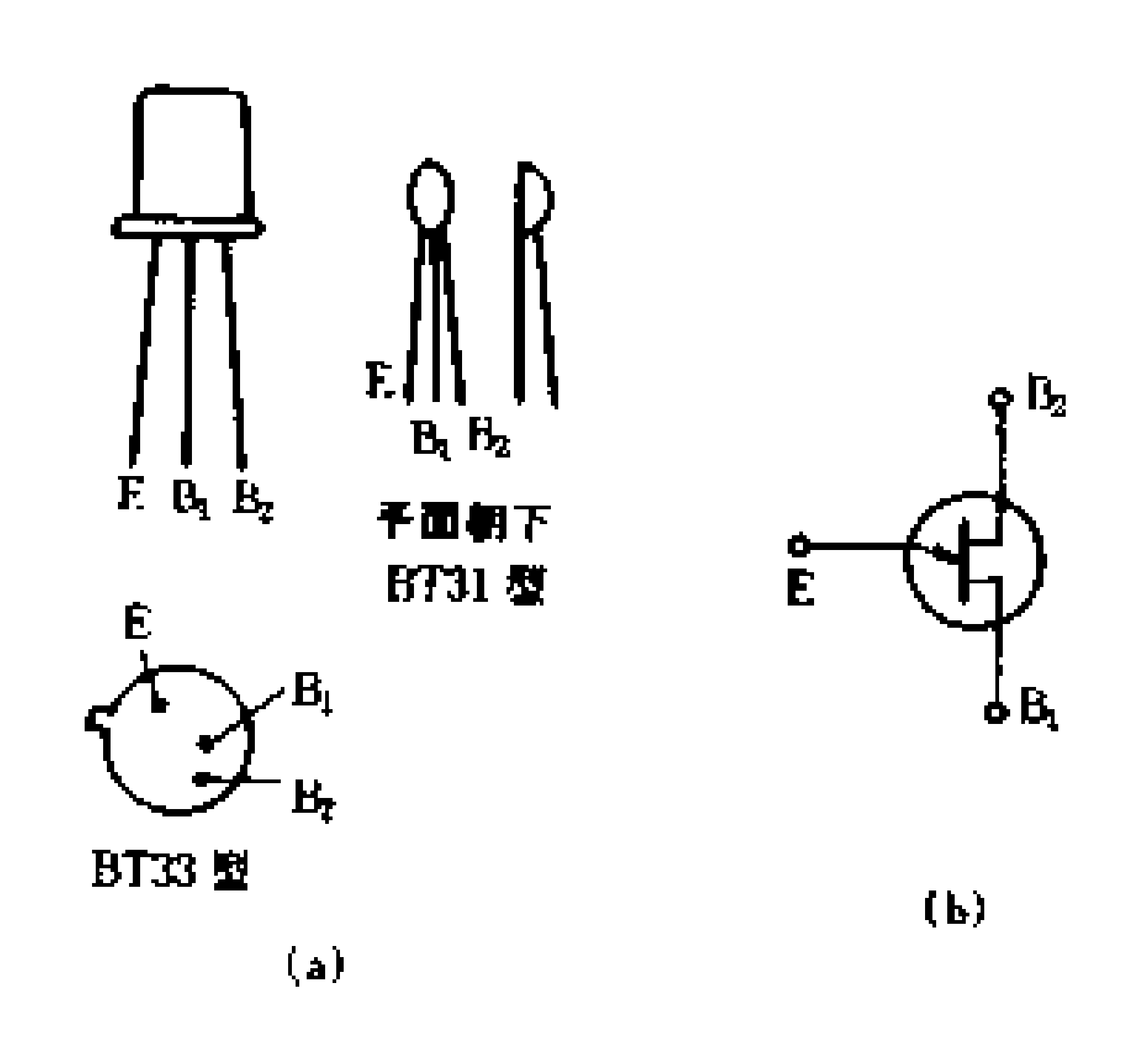


图 3－69　单结晶体管的外形及电路符号

国产单结晶体管的产品型号有 BT－31、BT－32、BT－33、BT－35等多种。图 3－69 所示是常用单结晶体管的外形及电路符号。

若在两个基极间加入一个直流电压 V_{BB}，如图 3－70(a)所

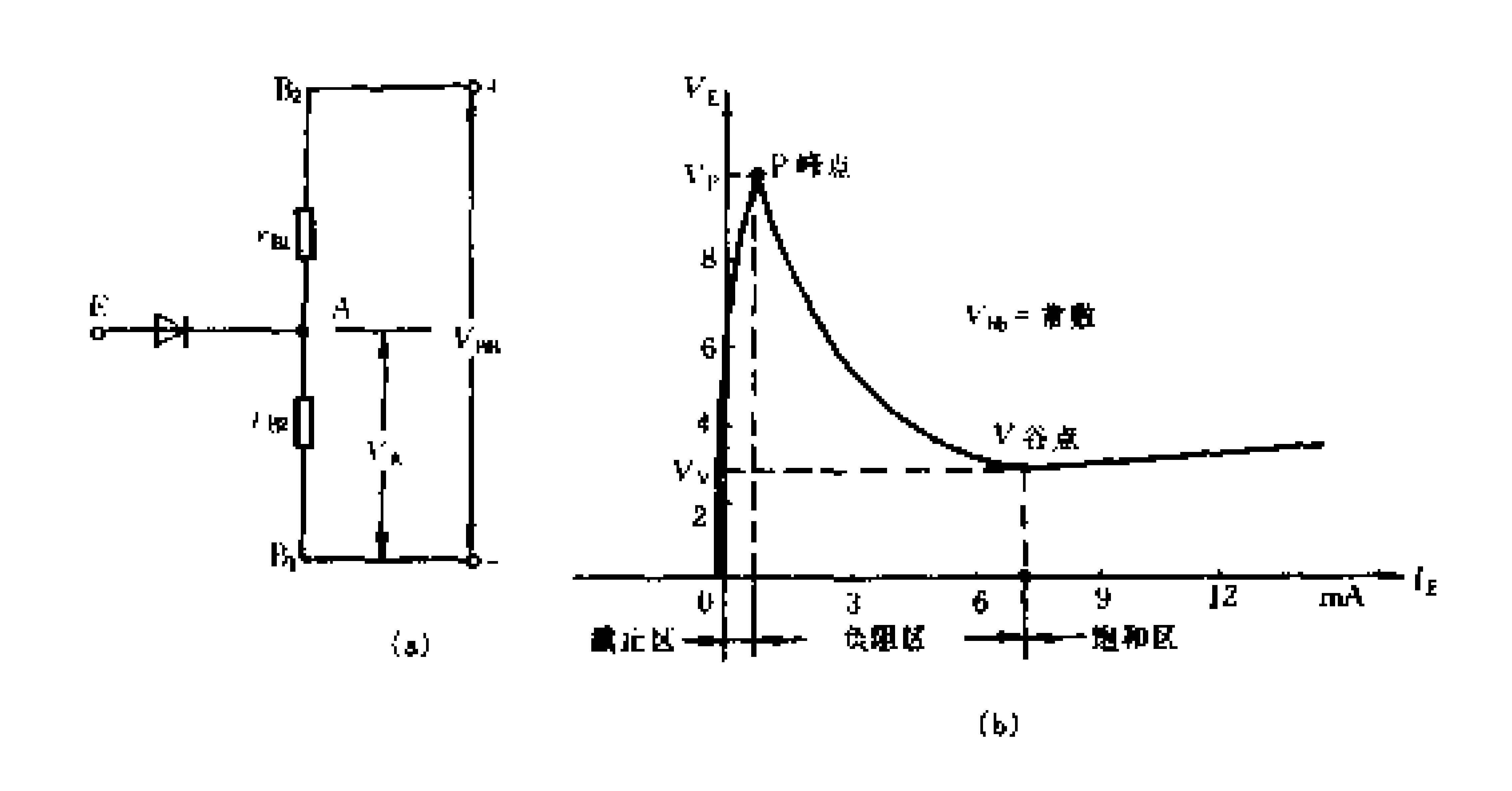


图 3－70　单结晶体管的伏安特性

示，在 B_2接正，B_1接负，而发射极 E 开路时，B_1、B_2间便有很小的电流流过，在 R_{BB}上产生电压降。V_{BB}在 r_{B2}、r_{B1}上的分配关系为

$$V_A = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{BB} = \eta V_{BB}$$

式中，η 为单结晶体管的分压比，它与元件的结构参数有关，一般在 0.3～0.9 之间，不受温度变化的影响，也是管子的一个重要参数。

当发射极外加电压 V_E时，若 $V_E < \eta V_{BB}$，PN 结承受反向电压，E-B_1间电阻 r_{B1}很大，发射极只有很小的反向电流，单结晶体管处于截止状态，对应的一段伏安特性称为截止区，见图 3－70(b)。

当 V_E增大到大于峰点电压 V_p($V_p \approx \eta V_{BB}$)时,PN 结承受正向电压,发射极电流 I_E迅速增加,PN 结沿电场方向向 N 区注入大量空穴,同时有等量的电子从第一基极 B_1端注入硅片,于是 r_{B1}的阻值因载流子浓度剧增而急剧减小,于是图 3－70(a)中 A 点电位下降,发射极电压 V_E为

$$V_E = V_D + V_A$$

V_E也随之降低,使 PN 结正向偏压增大,I_E进一步增大,出现了 I_E增大 V_E反而降低的现象,称为负阻效应。对应伏安特性的 AB 段,称为负阻区。

当发射极电流 I_E继续增加,发射极电压 V_E不断下降,下降到谷点电压 V_v时,V_e将开始线性上升,对应伏安特性曲线上的 BC 段,称为饱和区。显然,单结晶体管伏安特性曲线的最大特征就是存在一段负阻区。在晶闸管触发电路中,希望选用 η 值稍高,V_v小、I_v大的单结晶体管,可使输出脉冲幅度大,移相范围宽。

由以上分析可以得出两点重要结论:①发射极电压 V_E大于峰点电压 V_P是单结晶体管导通的必要条件。②谷点电压 V_v是维持单结晶体管导通的最小电压。当 $V_E < V_v$时,单结晶体管就进入截止状态。常用单结晶体管的特性参数列于表 3－1 中。

(2) 单结晶体管组成的触发脉冲产生电路

图 3－71 所示是单结晶体管组成的晶闸管触发脉冲产生电路。它由一个单结晶体管和 RC 充放电电路组成,R_1 是负载电阻,R_2 是温度补偿电阻。接通电源后,在电容 C 两端可以获得连续的锯齿波电压,在电阻 R_1 两端输出的是正向触发脉冲,波形图示于图 3－72 中。这种脉冲单元电路称为张弛振荡电路。

表 3－1　　　　　单结晶体管主要特性参数

参数名称		分压比 η	基极间电阻 R_{BB} (kΩ)	E 对 B_1 之间反向电压(V)	反向电流(μA)	峰点电流(μA)	饱和压降(V)	调制电流(mA)	耗散功率(mW)
测试条件			* $V_{BB}=20V$ $I_e=0$	$I_{eo}=1\mu A$	$V_{ebo}=60V$	$V_{BB}=20V$	* $V_{BB}=20V$ $I_e=50mA$	* $V_{BB}=20V$ $I_e=50mA$	
	A	0.3－0.55	3－6	≥60	≤1	≤2	≤4 (BT31) ≤5 (BT32) ≤5 (BT33)	9－30 (BT31) 9－35 (BT32) 9－40 (BT33)	300 (BT31) 300 (BT32) 500 (BT33)
	B	0.3－0.55	5－10						
BT31	C	0.45－0.75	3－6						
	D	0.45－0.75	5－10						
BT32	E	0.65－0.85	3－6						
BT33	F	0.65－0.85	5－10						
	G	0.55－0.75	10－15						
	H	0.55－0.75	5－10	≥40					

*　BT31 的测试条件为 $V_{BB}=15V$。

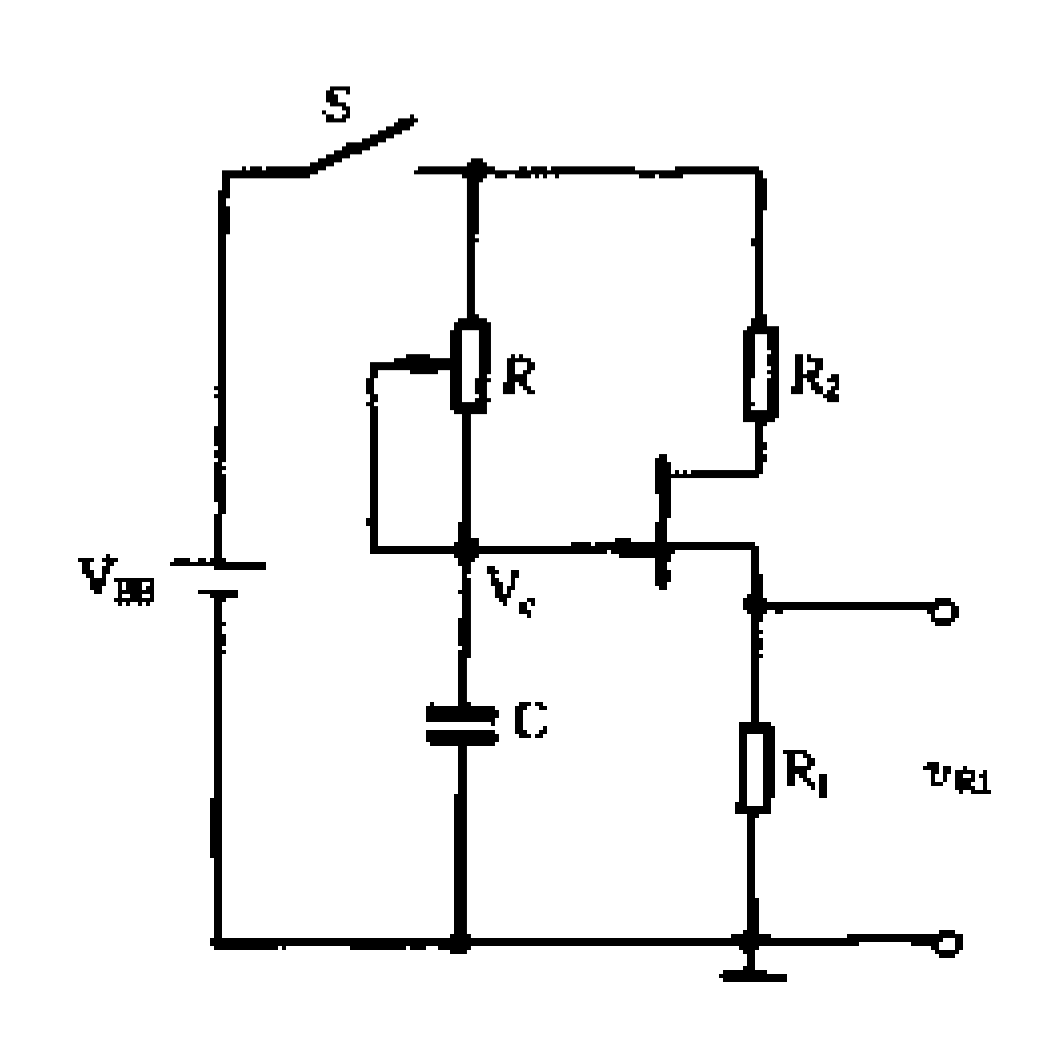


图 3－71　单结晶体管组成的脉冲产生电路

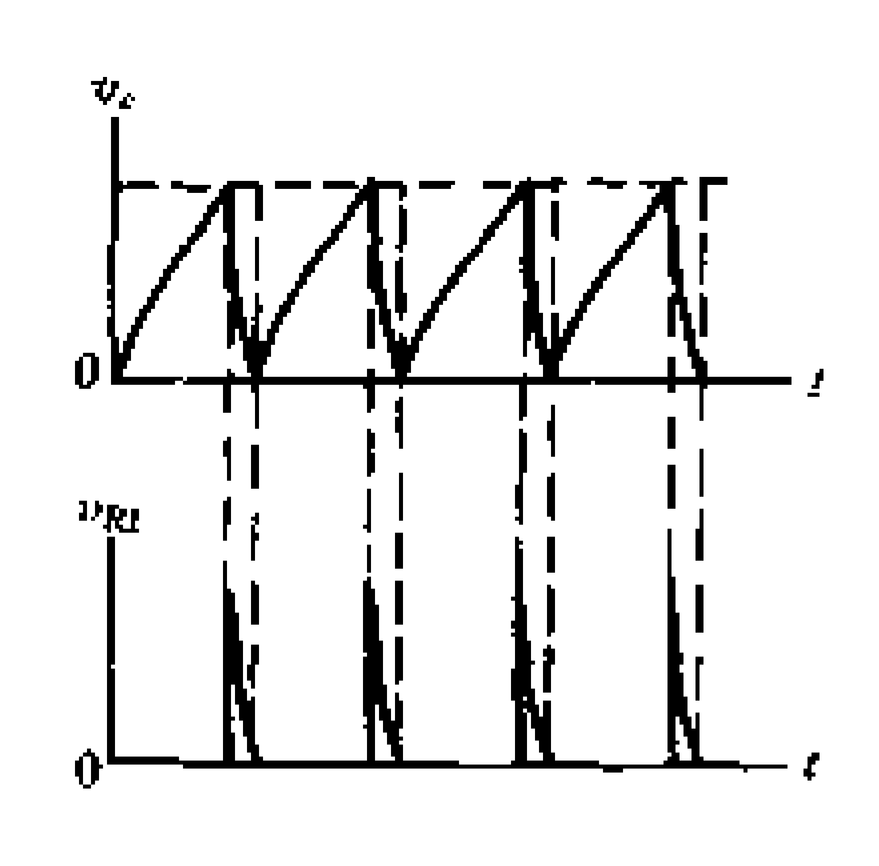


图 3－72　单结晶体管张弛振荡电路波形图

在图 3－71 所示的电路中，合上电源开关 S 后，电源 V_{BB}通过电阻 R 向电容 C 充电，使 v_C 按指数规律上升，但在 v_C 小于单结晶体管峰点电压 V_P 时，管子处于截止状态，R_1 两端没有电压输出。

当 v_C 上升到 V_P 值时，单结晶体管突然导通，电容已通过导通的 PN 结向电阻 R_1 放电。由于单结晶体管导通后 r_{B1}急剧减小，R_1 又很小（一般仅为几十欧姆到几百欧姆），所以起始放电电流很大，使 R_1 两端的电压降发生正跃变，形成陡峭的脉冲前沿（上升沿）。随着电容 C 的放电，V_E 按指数规律，迅速下降，降到谷点电压 V_V 时，单结晶体管重新截止，放电终止。由于放电过程十分迅速，R_1 上输出的脉冲后沿（下降沿）按指数规律很快下降，成为尖顶窄脉冲，见图 3－72(b)。

单结晶体管截止瞬间，电源 V_{BB}又开始给电容 C 充电，开始了第二个充放电过程，产生第二个输出脉冲。这样周而复始，电路中进行着周期性的非正弦振荡。为保证电容 C 充电过程中单结晶体管能够可靠地导通和截止，电路应满足以下条件，即

$$\frac{V_{BB}-V_P}{R} > I_P, \frac{V_{BB}-V_V}{R} < I_V$$

R 的取值范围为

$$\frac{V_{BB}-V_P}{I_P} > R > \frac{V_{BB}-V_V}{I_V}$$

通常，R 的选择范围是很宽的，大约可以从 2kΩ～2MΩ。张弛振荡电路的振荡周期为

$$T = RC\ln\frac{1}{1-\eta}$$

例如，选择 C 为 0.22μF～0.7μF，R 为 50Ω～100Ω，则 T 为几十微秒。R 上的输出脉冲幅度为

$$V_m \approx \eta V_{BB}$$

(3) 单结晶体管同步触发电路

上述单结晶体管张弛振荡电路输出的周期性尖顶脉冲还不能直接送到晶闸管可控整流电路作为触发信号。这是因为，晶闸管可控整流电路所接的是电网 50Hz 交流电源。为了实现整流电路输出电压“可控”，要求晶闸管承受正向电压的每半个周期内，发出第一个触发脉冲的时刻都相同，即每半个周期的控制角 α(或导通角 θ)都应相同，否则，输出电压的波形就会忽大忽小，失去控制。这就要求发出触发脉冲的时间与 50Hz 交流电源电压相互配合，即每次交流电源电压过零时，张弛振荡电路的电容 C 都从零开始充电，这样才能使每个正半周内第一个触发脉冲到来的时间都相同，这种相互配合的工作方式称为触发脉冲与电源电压“同步”。

图 3－73 绘出了典型的二极管桥式整流电路作为张弛振荡

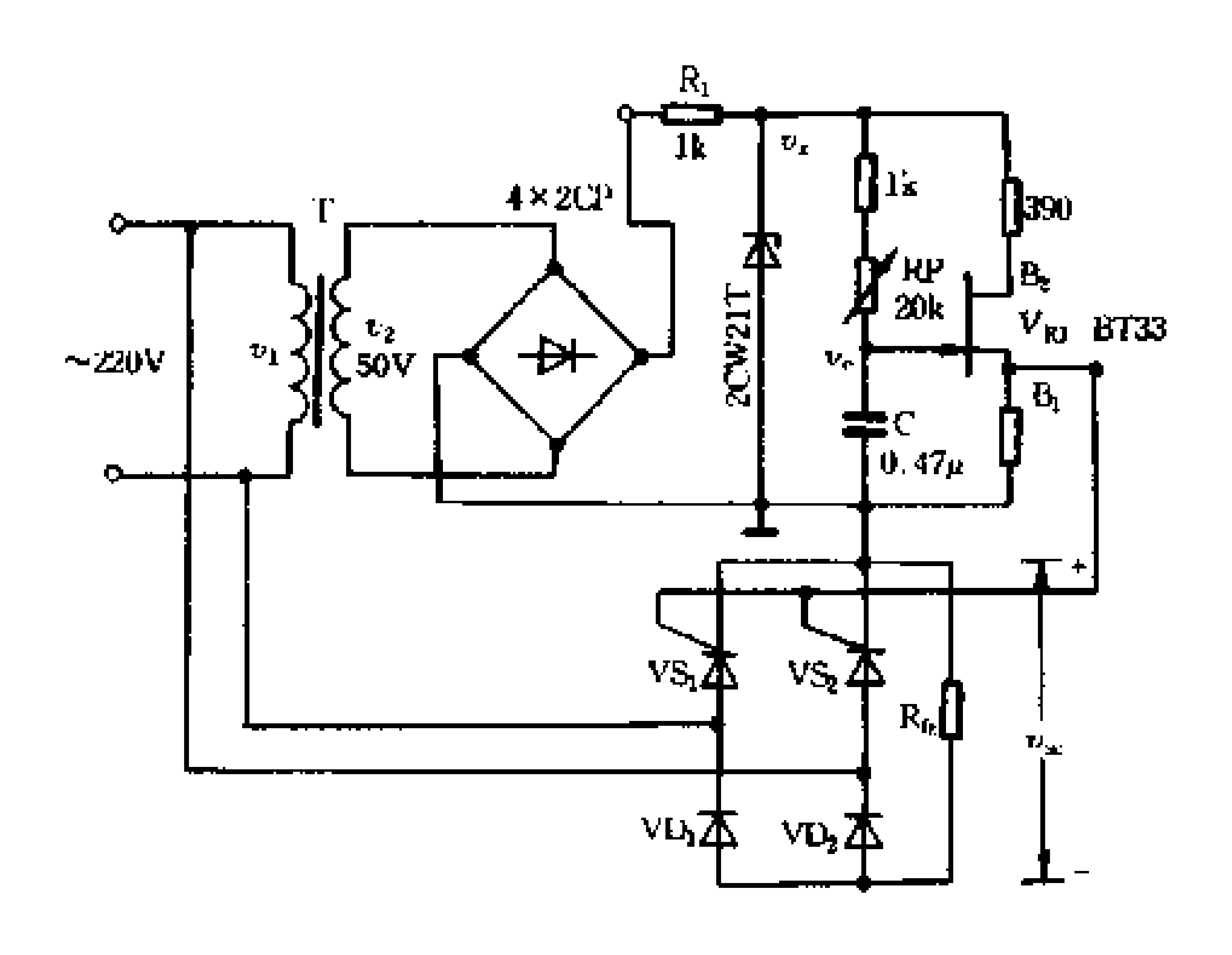


图 3－73 同步振荡电路

电路电源组成的同步振荡电路。由于二极管桥式整流电路与桥式半控整流电路的交流电压相位相同，所以将二极管桥式整流电路输出的全波脉动电压经稳压管削波后成为梯形波电压 v_Z，作为单结晶体管张弛振荡电路的供电电源。显然，梯形波电压 v_Z 与主电路电压同步变化，二者同时经过零值，同时上升，同时下降。这样当晶闸管每次开始承受正向正弦半波电压时，与之相应的每一个梯形波电压下的第一次充电都从 $v_C=0$ 开始，并经过相同的时间达到 $v_C=V_P$，使单结晶体管导通而迅速放电，正是在这一放电的时刻出现第一个尖顶脉冲使晶闸管导通，相应的波形图如图 3－74 所示。第一次充电所对应的电角度就是控制角 α。改变张弛振荡电路中的电位器 RP 的阻值，就可以改变电容器充电时间的长短，也就改变了控制角 α 的大小，从而调节了输出电压 V_{SC}。

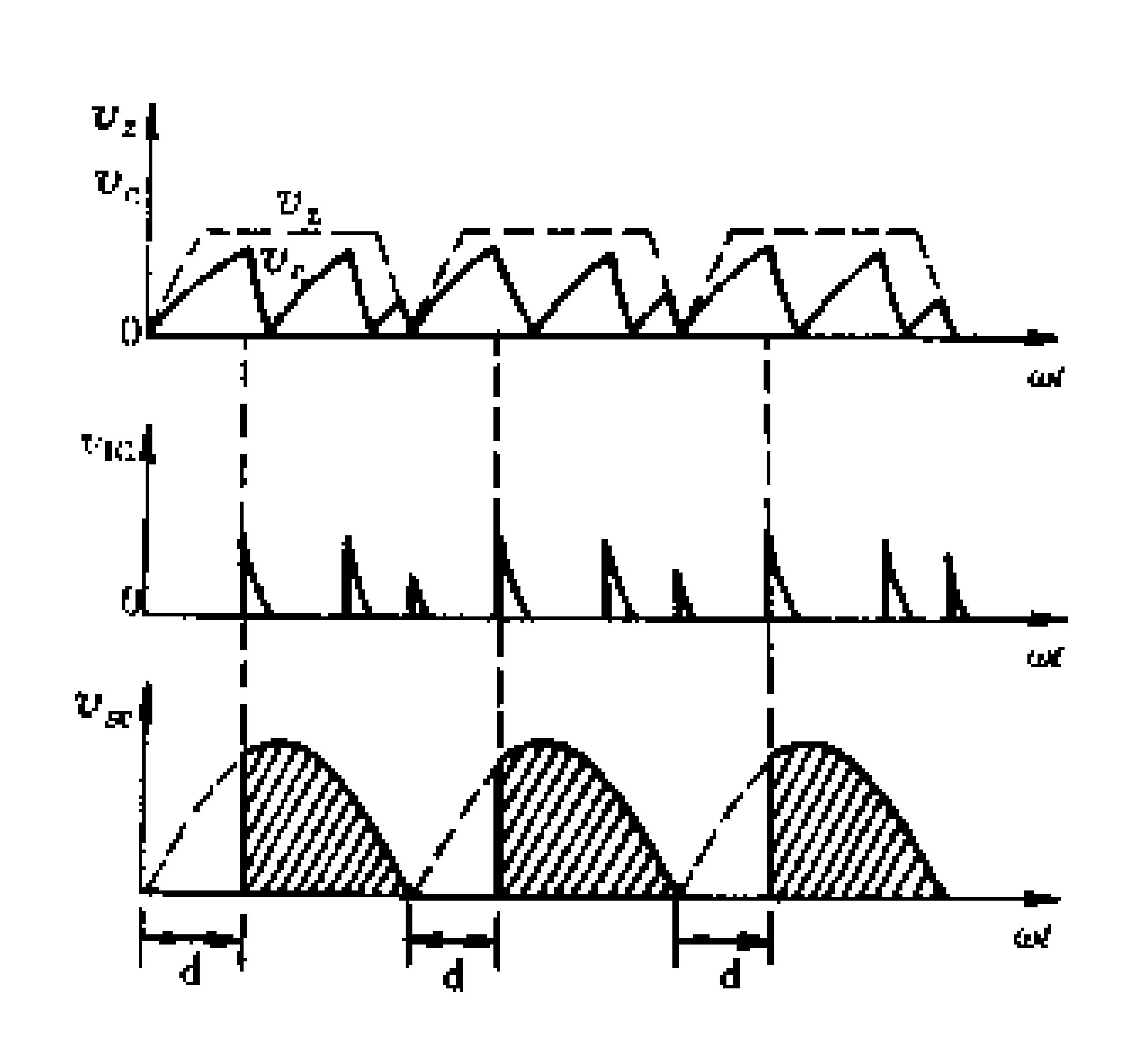


图 3－74　同步触发电路波形图

图 3－73 所示的单结晶体管触发电路，是通过调节电位器改变电容器充电回路的电阻值，即改变单结晶体管导通的时刻来实现触发脉冲的移相的。在实际电路中，大多利用控制信号进行自动移相，如图 3－75 所示的电路中，晶体管 VT_1、VT_2 组成直接耦合放大电路，V_K 是触发电路的输入控制电压。V_K 经 VT_1 放大后加到 VT_2，当 V_K 增大时，I_{C1} 就增大，V_{C1}（即 V_{b2}）将下

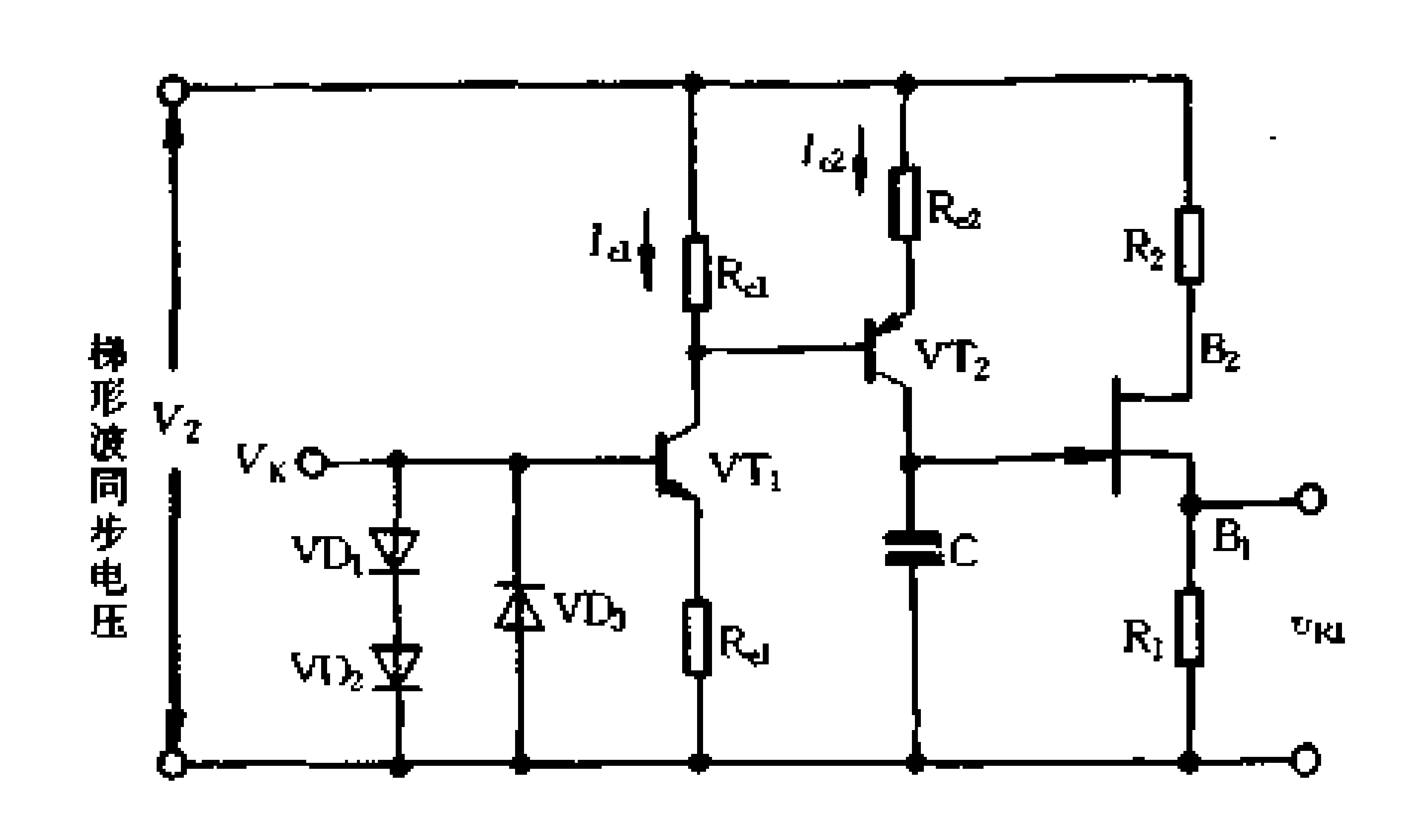


图 3-75 用晶体管代替可变电阻的单结晶体管触发电路

降，PNP 管 VT_2 进一步导通，I_{C2}增大，相当于 VT_2 发射极与集电极之间的电阻变小。同理，V_K 减小时，VT_2 发射极与集电极之间的电阻变大。因此，VT_2 起着可变电阻的作用，它受 V_K 的控制自动改变其阻值，对触发脉冲产生移相作用。

三、晶闸管无触点开关电路

利用晶闸管的导通和阻断两种工作状态，可以组成交流和直流无触点开关，用以快速接通和断开大功率电路。和有触点开关（如闸刀开关、接触器、空气断路器等）相比较，它的突出优点是无触点，断路时不产生火花或电弧，动作快，寿命长，可靠性高，特别适合于对防爆、防潮有特殊要求的场所。

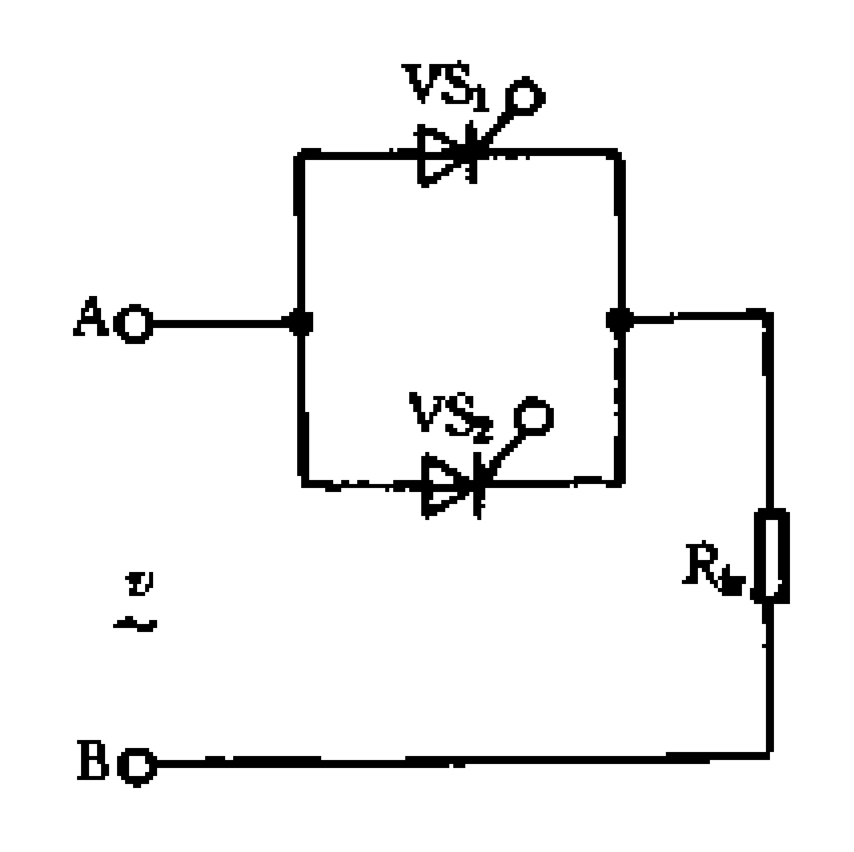


图 3-76 晶闸管交流开关电路

1. 交流开关电路

图 3-76 是晶闸管交流开关电

路，它是将两只晶闸管反向并联后串接在交流回路中。当交流电压 v 为正半周（A 端为正，B 端为负）时，给 VS_1 加上一定的触发电压，VS_1 即行导通。当交流电压 v 为负半周（B 端为正，A 端为负）时，VS_1 自行关断，在 v 结束正半周过零时，给 VS_2 加上一定的触发电压，VS_2 迅即导通。这样，VS_1、VS_2 在交流电的正、负半周交替工作，负载 R_{fz} 上就有交流电流通过，晶闸管相当于接通的开关。如果 VS_1 和 VS_2 都不加触发电压，则两管均处于阻断状态，相当于断开的开关。

晶闸管用作交流开关的特点是接通电路时控制角 $\alpha = 0°$，管子处于全导通状态；如需断开电路，则停止输入触发脉冲，在交流电压过零时，管子自动关断。

2. 直流开关电路

图 3－77 所示是直流开关电路的原理图。图中，R_{fz} 为电路的负载，VS_1 是在主电路中作开关应用的晶闸管。由于电源是直流电压，在门极加上一定的触发电压，晶闸管即可导通，但停止输入触发脉冲 VS_1 也不能自行关断。为此，加入了 R、C 和 VS_2 组成关断电路。

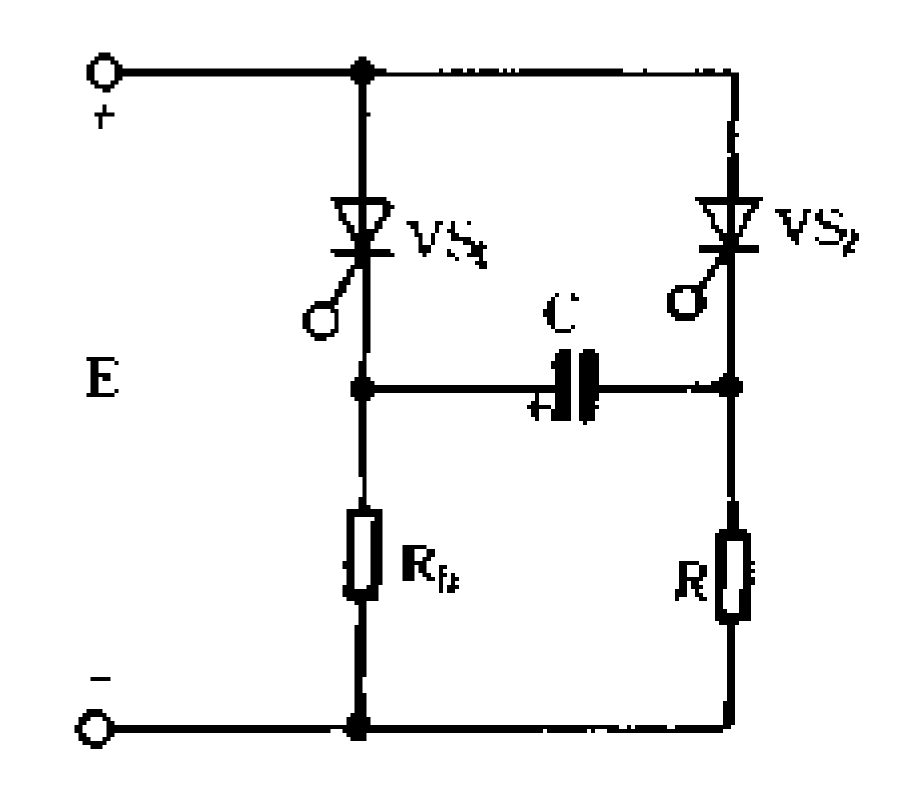


图 3－77 直流开关电路

当 VS_1 被触发导通后，相当于一个接通的开关，此时电源 E 经导通的 VS_1 和电阻 R 向电容 C 充电，电容 C 上的电压按指数规律增加，极性如图所示，充到等于电源电压时，充电过程结束。若要关断主电路的晶闸管开关 VS_1 时，只需给 VS_2 送入一个触发电压使其导通，则 VS_2 如同一个接通的开关，电容 C 上的电压通过 VS_2 加在 VS_1 两端，形成 VS_1 的反向电压，迫使 VS_1 关断，从而切断

了负载电路。电阻 R 应足够大，使$\frac{E}{R}$小于晶闸管的维持电流，以保证 VS_1 关断后，VS_2 自行关断。同时，电容 C 也应足够大，使其放电缓慢，保证 VS_1 可靠关断。

四、交流调压电路

图 3－76 所示的交流开关电路，控制角 $\alpha=0°$，晶闸管处于全开通状态。如果控制 VS_1、VS_2 触发导通的时刻，即改变控制角 α，如图 3－78 的波形图所示，就可以改变负载上输出电压的大小。控制角 α 越小，负载上交流电压值越大（图中斜线面积）；反之，α 越大，负载电压就越小，这就达到了交流调压的目的。

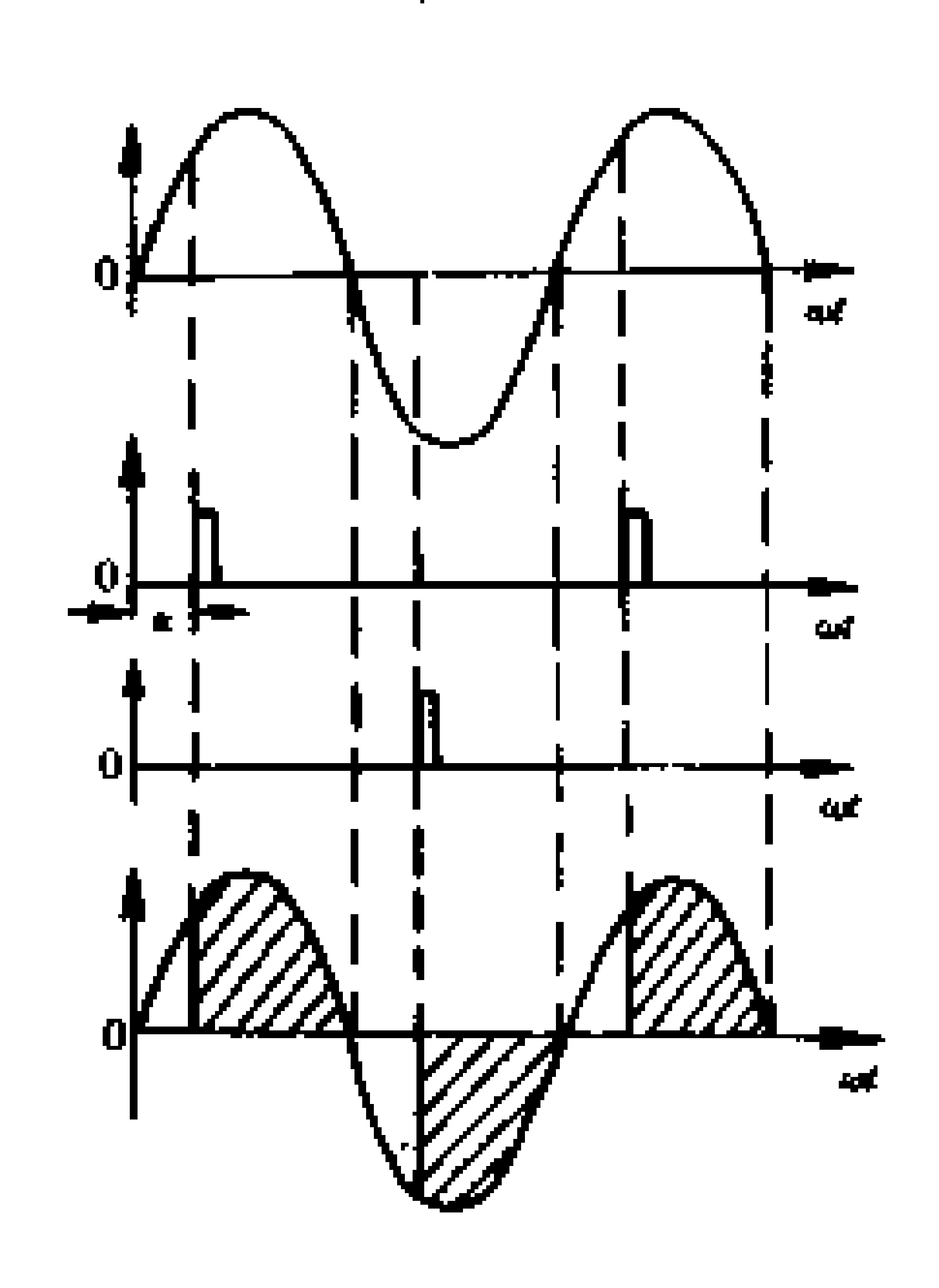


图 3－78　交流调压电路的波形图

第四章
正弦波振荡电路

正弦波振荡电路在无线电技术中获得了极为广泛的应用。广播电台和电视台用来“运载”声频信号和视频信号的载波，就是由高频正弦波振荡电路产生的。图 4-1 绘出了无线电发射机的方框图。收音机和电视接收机中的本地振荡电压、录音机中的偏磁电流，也是振荡电路产生的正弦波。我们调试收音机用的信号源，就是一个正弦波振荡电路。各种家用电器使用的遥控器、无绳电话乃至小小的电子手表也都离不开振荡电路。

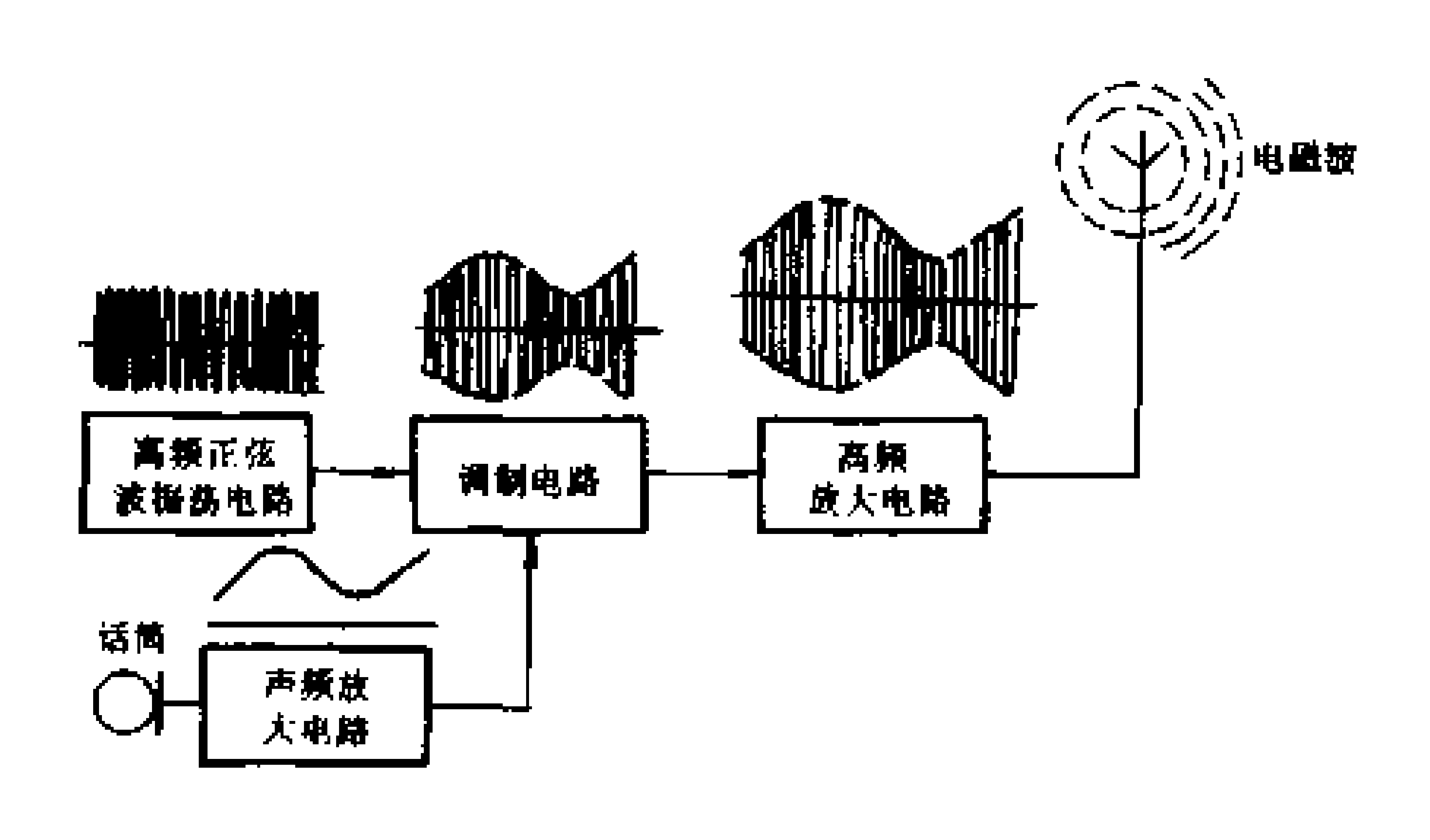


图 4-1　无线电发射机的方框图

正弦波振荡电路按组成的电路的选频元件不同，可分成多种类型。常用的有 LC 正弦波振荡电路，RC 正弦波振荡电路、石

英晶体振荡电路以及陶瓷滤波器振荡电路等。本章对上述正弦波振荡电路的工作原理与分析方法进行较为详细的阐述。

第一节　LC 回路中的电磁振荡

一、振荡和谐振

大家熟悉的钟摆的往复运动，就是一种典型的机械振荡，称为单摆运动。图 4－2 所示是一个悬挂的小球的单摆运动。把小球由静止的位置移到 A，然后放开，小球就会沿圆弧作单摆运动。这种在没有外力推动下产生的自由运动叫做自由振荡。振荡时从起始位置 O 向左或向右摆动的最大幅度叫做振幅；完成一次振荡（小球从 O→A→B→O）所经历的时间叫做周期 T；每秒钟完成振荡的次数叫做频率 f。

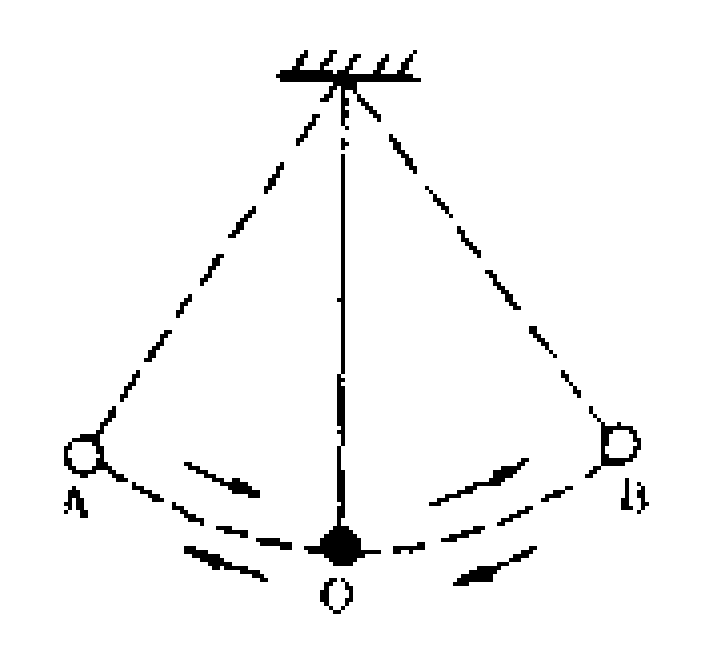


图 4－2　单摆运动

如果用外力周期性地推动小球，使小球随外力的推动而摆动，则称为强迫振荡。强迫振荡的频率，决定于外力的频率，与自由振荡的频率无关。在外力不变的情况下，如果外力的频率和摆的自由振荡频率（也叫摆的固有振荡频率，它由摆长决定）相等时，摆的振幅将会达到最大值，这种现象叫做谐振。

如同单摆的机械振荡一样，由储能元件电感线圈 L 和电容器 C 组成的回路中，也能产生和单摆相似的振荡和谐振现象。在电子电路中，把电感线圈 L 和电容器 C 所组成的回路称为振荡回路或谐振回路。

先来分析 LC 回路中产生的自由振荡。如图 4－3 所示，先

把开关 S 扳到“1”的位置，这时电源 E 将向电容器充电，使电容器的两个极板上分别积累正、负电荷，电容器两端电压将上升到电源电压 E，这时，电容器中储存了电场能量。这就如同把小球推向 A 的位置，使小球获得位能（势能）相似。随后，把开关 S 扳向“2”的位置，由于电容器中储存了电场能量，它将通过电感线圈 L 放电，如图 4－4(a)所示。

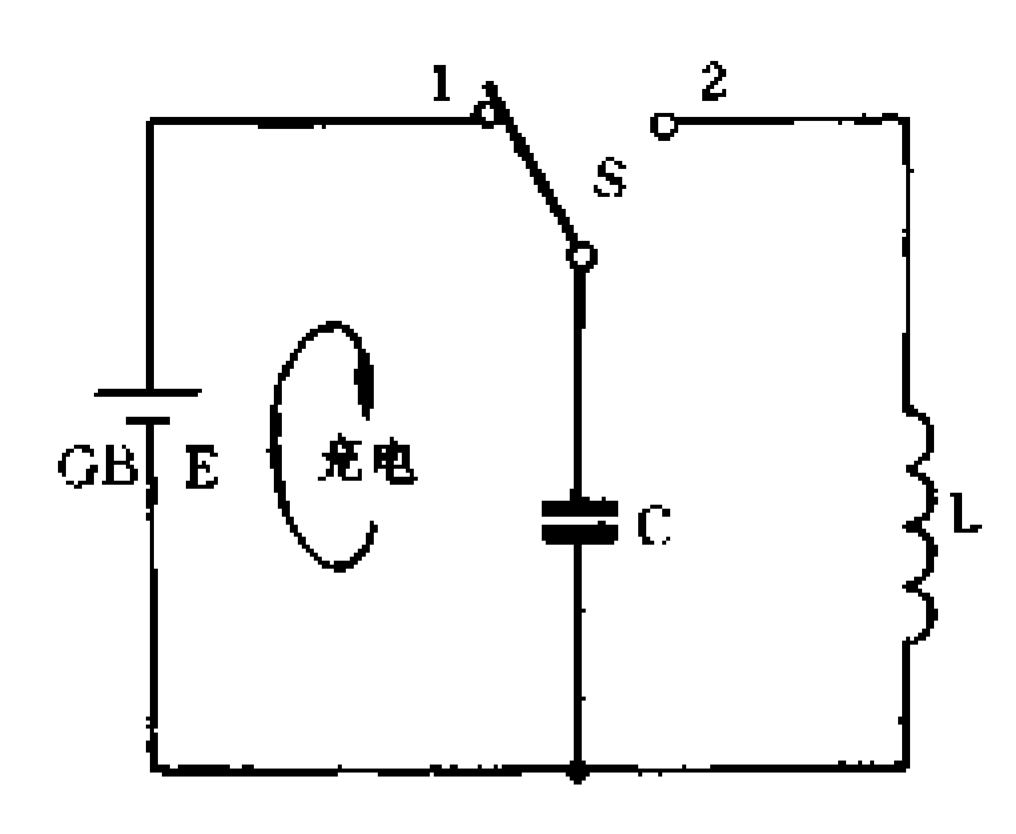


图 4－3　LC 振荡回路

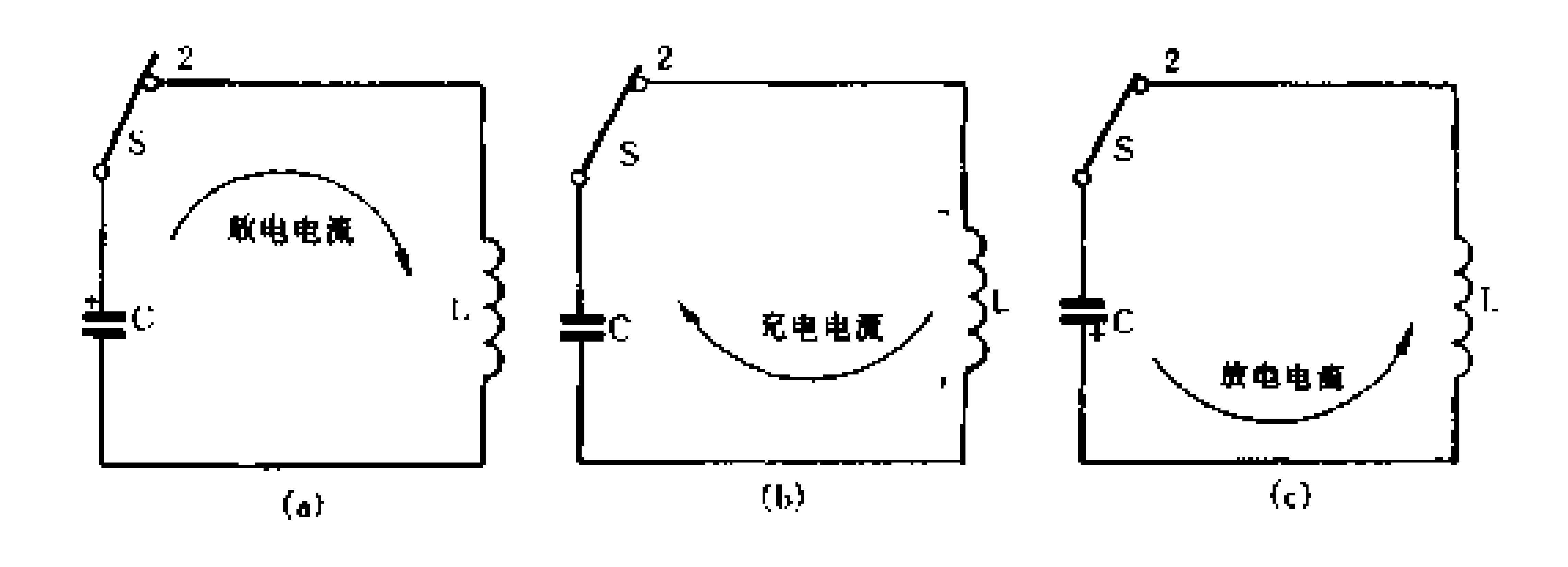


图 4－4　电磁振荡

开始放电时，回路中流过放电电流，由于通过电感线圈的电流不能突变，所以放电电流在回路中是缓慢增加的，到电容器放电完毕，回路电流达到最大值，在此期间电感线圈把电容器储存的电场能量转换成磁场能量储存在线圈中，这正相当于把图 4－2中小球的位能转换成动能。电容器放电结束后，电感线圈的磁场能量开始向回路释放，使电路继续在回路中流通，电容器又被反方向充电，如图 4－4(b)所示，这时电容器极板上又开始积累电荷，建立起电压，但极性与原来相反。于是，磁场能量又

转化成电场能量。然后,电容器又以反方向向电感线圈放电,如图 4-4(c)所示。综上所述,依靠开始时电源向电容器提供的能量,在回路进行着电容器的电场能量与电感线圈的磁场能量周期性地交替转换,形成了 LC 回路中的自由振荡,把最初供给它的直流电能变换成交流电能,回路两端产生了正弦波形的振荡电压,如图 4-5 所示。

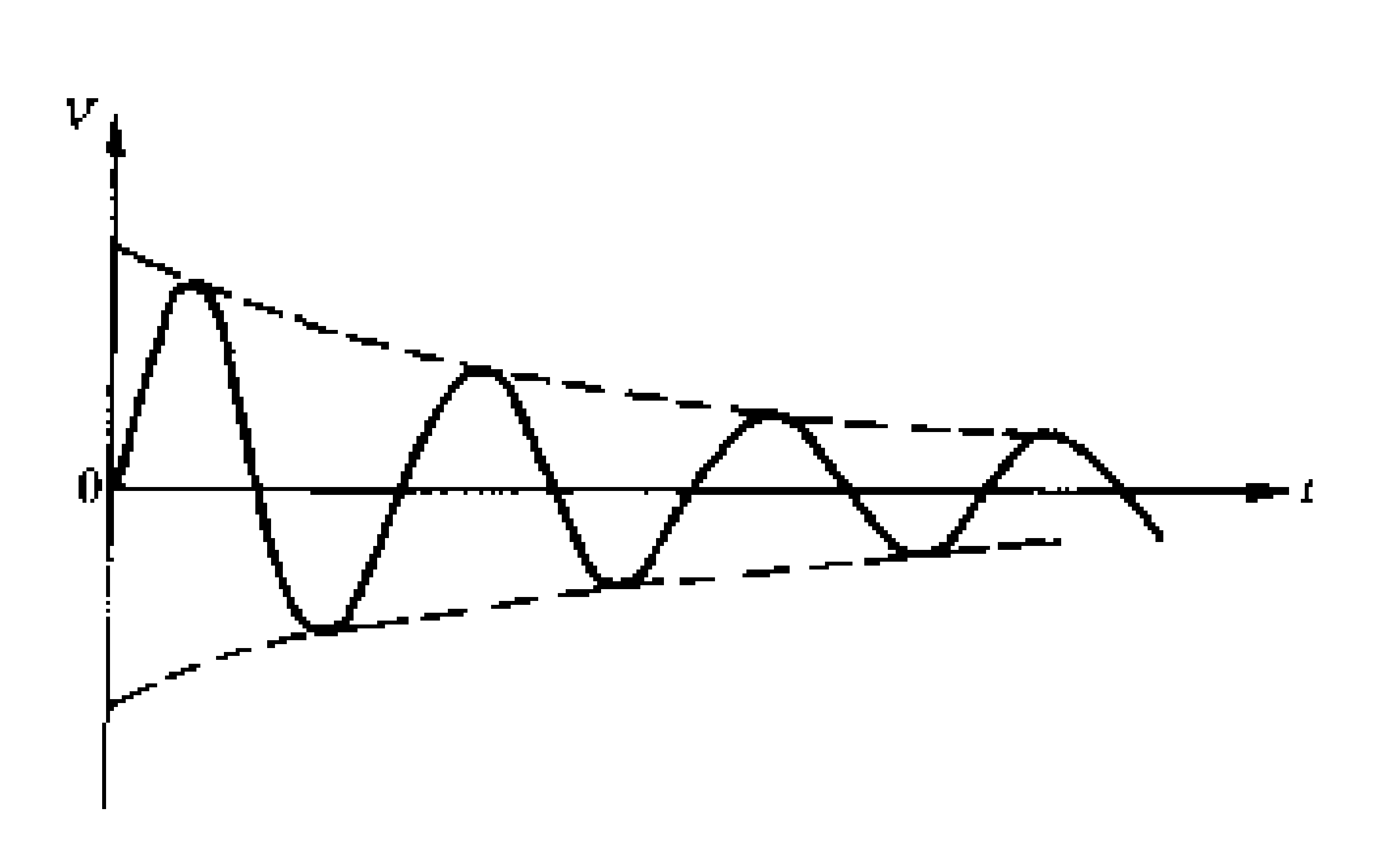


图 4-5 自由振荡的电压波形

LC 回路中电磁振荡的频率 f_0 只与回路参数——电容量 C 和电感量 L——有关。可由下式计算出自由振荡频率 f_0,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f_0 又叫 LC 回路的固有振荡频率。由图 4-5 可见,自由振荡的振幅是随时间不断衰减的,因为电感线圈具有一定的电阻,振荡过程中总会有一定的能量消耗在电阻上,使回路中的能量逐渐减少,最后振荡就会停止。

必须再一次强调指出,无论 LC 回路的电压或电流振幅有多大,衰减还是不衰减,它的固有振荡频率 f_0 始终保持不变。f_0 仅由回路中电感线圈的电感量 L 及电容器的电容量 C 决定,与外界因素无关。

[例题] 某一 LC 振荡回路的电感 L 为 0.5mH,电容 C 为 0.022μF,求回路的固有振荡频率。

解:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$= \frac{1}{2 \times 3.14 \times \sqrt{0.5 \times 10^{-3} \times 0.022 \times 10^{-6}}}$$

$$= 150 \times 10^3$$

$$= 150(\text{kHz})$$

和机械振荡一样，也可以使 LC 振荡回路产生强迫振荡，这就是在回路中接入信号源，强制回路随外接信号的频率 f 而振荡。如果外接信号源的频率 f 等于回路的固有振荡频率 f_0，则回路振荡的振幅最大，此时回路与外接信号源产生谐振。按信号源接入 LC 振荡回路的方式不同，可以分为串联谐振回路和并联谐振回路。下面分别予以介绍。

二、串联谐振

图 4－6 所示是一个串联谐振电路，外接正弦交流信号源 e 与回路元件相串联。图中电阻 R 是回路本身的等效电阻（主要是电感线圈的直流电阻）。在信号电压（有效值）E 的作用下，电路中将产生电流 I。此时回路的阻抗为

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}\ (\Omega)$$

式中，$X_L = 2\pi fL$ 是电感线圈的感抗（Ω）；

$X_C = \frac{1}{2\pi fc}$ 是电容器的容抗（Ω）。

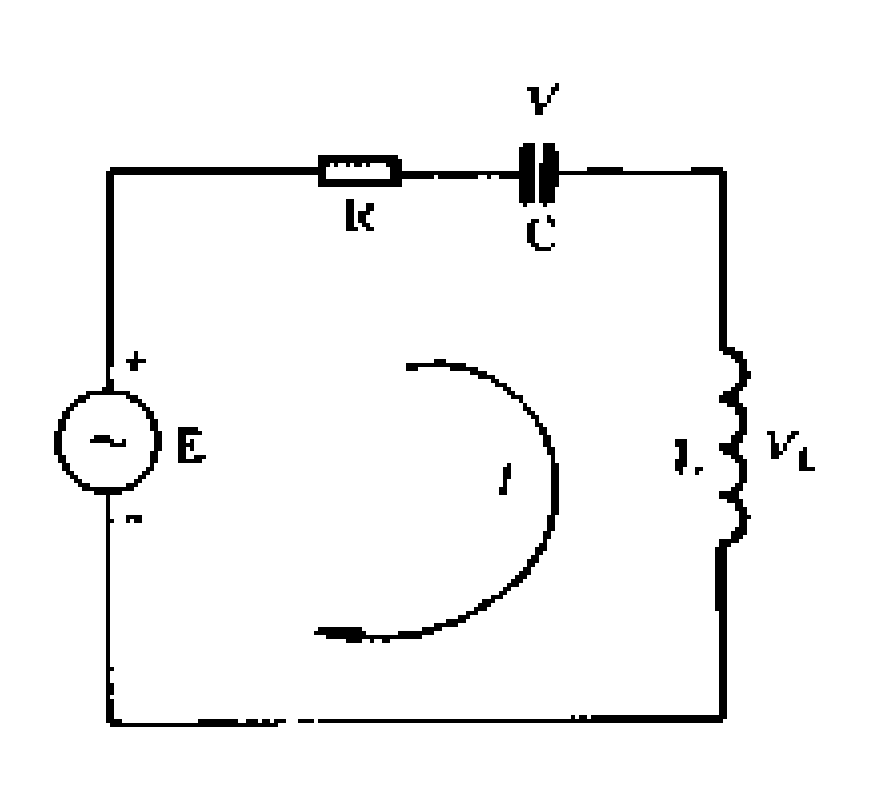


图 4－6　串联谐振回路

根据交流电路的欧姆定律

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

可以看出，回路中的 X_L 和 X_C 都是频率 f 的函数，频率高时，X_C 小而 X_L 大；频率低时，X_C 大而 X_L 小。在频率很高和频率很低之间，总会有某一频率 f_0 使 $X_L = X_C$，即

$$\frac{1}{2\pi f_0 C} = 2\pi f_0 L$$

可以解出 f_0 的值

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

上式说明，当信号源的频率 $f = f_0$ 时，正好等于 LC 回路的固有振荡频率，使回路发生谐振，谐振时

$$X_L = X_C$$

于是 $$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R$$

回路中感抗 X_L 与容抗 X_C 的作用相互抵消，回路总阻抗只剩下很小的电阻 R，回路电流为最大，即

$$I = \frac{E}{R}$$

这种谐振状态叫串联谐振。

当信号源的频率 f 不等于 f_0 时，X_L 不等于 X_C，此时

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

回路电流将显著变小。这一特性可以用图 4－7 的谐振曲线来表示。

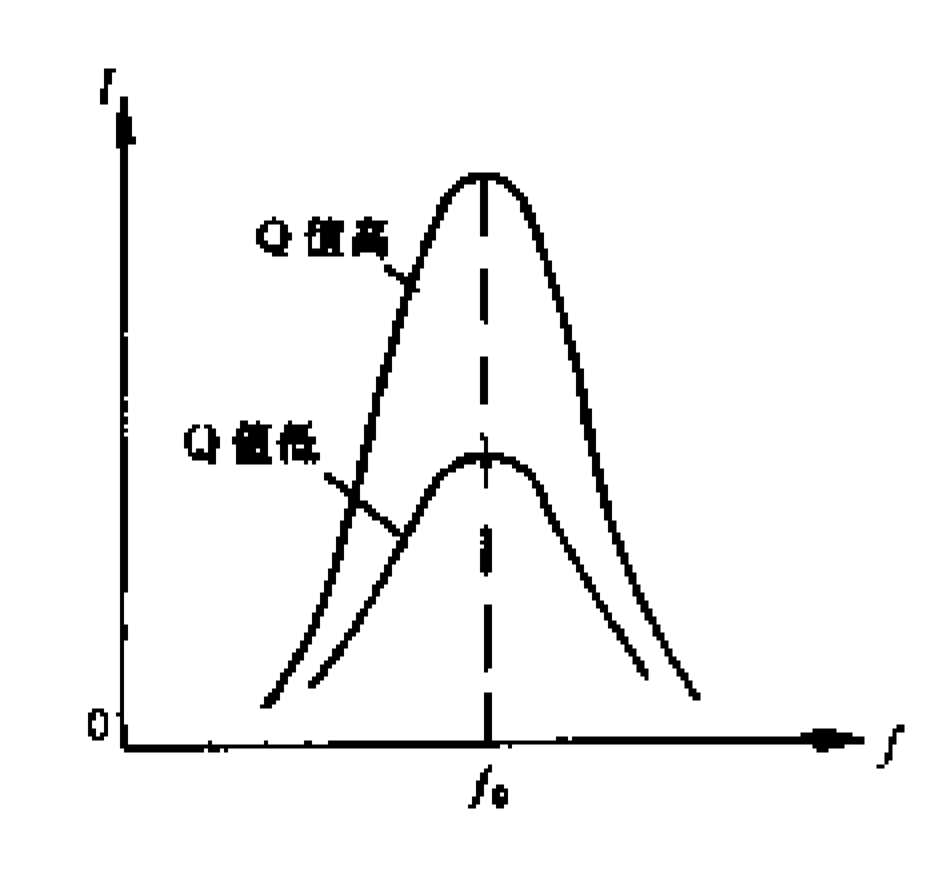


图 4－7 谐振曲线

在发生串联谐振时，信号源的电压在数值上等于

$$E = IR$$

电感线圈两端的电压降为

$$V_L = I \times X_L$$

电容器两端的电压降为

$$V_C = I \times X_C$$

在发生串联谐振时，回路中的电流 I 是很大的，由于 $X_L \gg R$，$X_C \gg R$，所以电感电压降 V_L 与电容电压降 V_C 远大于信号源电压 E。V_L 或 V_C 与 E 的比值，叫回路的品质因数，用符号 Q 表示，即

$$Q = \frac{V_L}{E} = \frac{V_C}{E} = \frac{IX_L}{IR} = \frac{IX_C}{IR} = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R}$$

显然，电感线圈的电阻 R 越小，回路消耗的能量也越少，回路的品质越高，即品质因数 Q 越高；线圈的电感 L 越大或电容 C 越大，储存的能量就越多，在回路消耗一定时，同样也说明回路的品质好，Q 值也高。

根据串联谐振的特性，$V_L = V_C = QE$，在电感线圈或电容器两端可以获得一个与信号电压 E 的频率相同，但比 E 大 Q 倍的电压。LC 谐振回路的 Q 值大约从几十到二百左右。

三、并联谐振

如果把信号源与 LC 回路并联，就构成了并联谐振回路，如图 4－8 所示。此时，电感线圈 L 与电容器 C 两端的电压都等于信号源电压 E，即 $V_L = V_C = E$。

在调谐放大电路和正弦波 LC 振荡电路中，并联谐振回路常常做为晶体管的负载，为了在负载上得到尽可能大的交流信号电压，希望 LC 回路呈现很大的阻抗。并联谐振回路的重要特性就是外加信号电压的频率与回路的固有振荡频

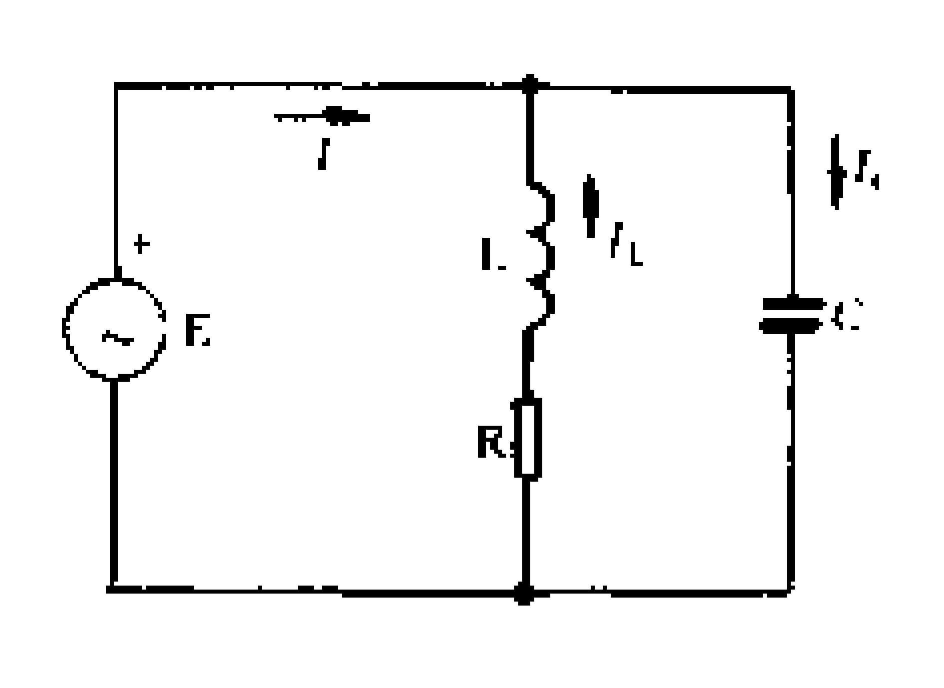


图 4－8　并联谐振回路

率相等时，回路的阻抗达到最大值。

为了避免较深的数学推导，本书仅做一般的定性分析。如图 4－8 所示，在并联谐振回路中，若暂时忽略回路电阻 R 的影响，则电感支路的电流 I_L 在相位上滞后于信号源电压 E 为 90°，电容器 C 支路的电流在相位上超前于信号源电压 E 为 90°，两条支路的电流方向正好相反，其矢量图绘于图 4－9 中。

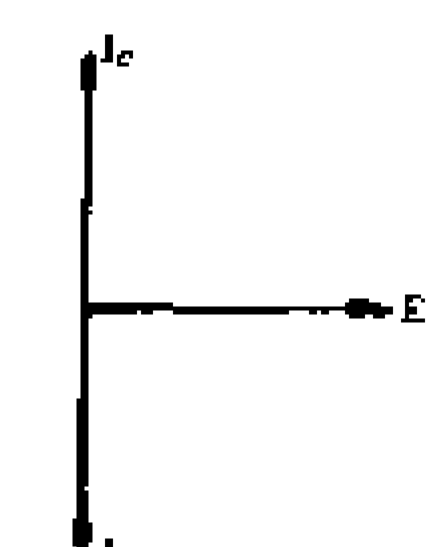


图 4－9 矢量图

在发生并联谐振时，$X_L = X_C$，所以 $I_L = I_C$，信号源供给 LC 回路的电流 $I = 0$，相当于回路总阻抗为无穷大。但是，在实际电路中，电感线圈总会具有一定的电阻 R，所以 I_L 与 I_C 不可能完全相等，I 也不等于零，而是保持一个很小的数值。这时，整个 LC 回路对信号源相当于一个很大的纯电阻，E 与 I 同相位。虽然在发生并联谐振时总电流 I 很小，但由于回路呈现的阻抗很大，所以在回路两端可以获得很高的信号电压。同时，发生并联谐振时，通过每个支路的电流 I_L 和 I_C，比未分支部分的电流 I 大许多倍。

在谐振时，谐振效率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

回路总阻抗为

$$Z = \frac{L}{CR} = Q^2R$$

支路电流为

$$I_C = \frac{E}{X_C} = QI \approx I_L$$

谐振曲线如同 4－10 所示。

有时，为了实现阻抗的调节与匹配，可以将电感线圈分配在

两个支路里，如图 4－11 所示。交流信号电源的 A 点与电感线圈的抽头相连，此时，A、B 两端的抗阻为

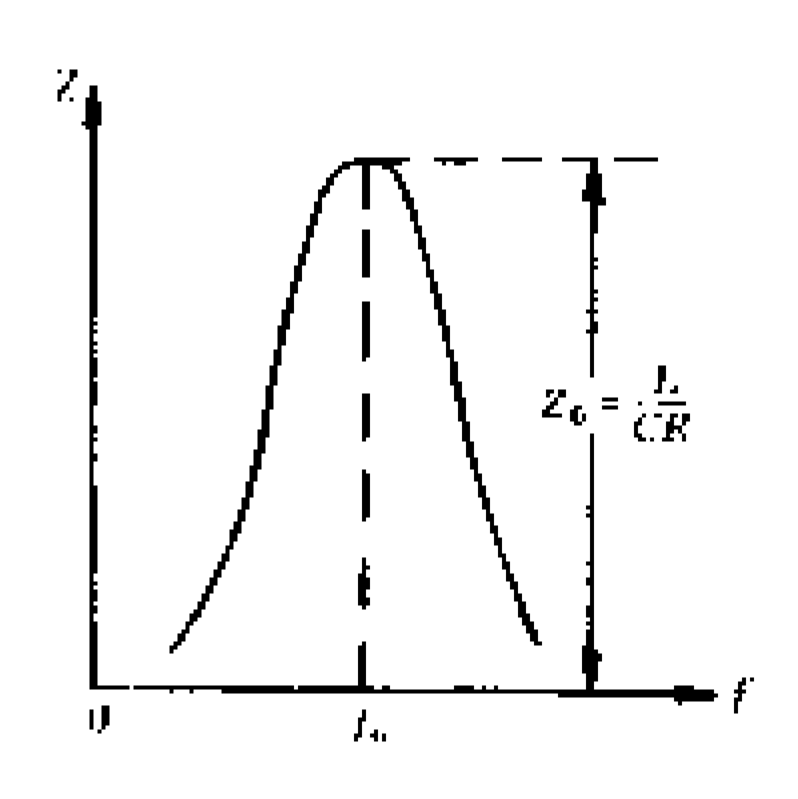


图 4－10 谐振曲线

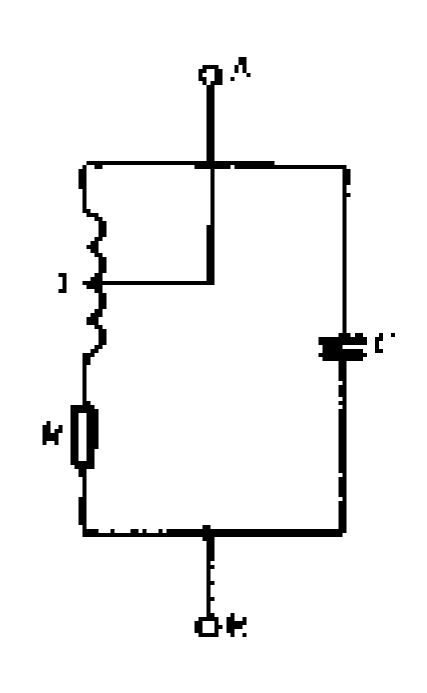


图 4－11 具有电感抽头的 LC 并联电路

$$Z_{AB} = \frac{L}{CR}\left(\frac{L_1}{L}\right)^2$$

L_1/L 是电感线圈的抽头比，采用不同的抽头比，可以调节回路的谐振阻抗 Z_{AB} 的值，而回路的固有振荡频率 f_0 仍保持不变，仍由回路的 L 和 C 决定。

第二节 LC 正弦波振荡电路

LC 振荡回路中的自由振荡是不能持久的，是一种衰减振荡。怎样才能获得连续的等幅振荡，输出一定频率的正弦波振荡信号呢？十分明显，只需在振荡过程中周期性地给回路补充能量，以补偿回路中的能量消耗。因此，自激振荡的任务是，首先要能够产生振荡，其次要能够维持振荡持续不停。为了达到这一目的，LC 振荡电路应包含以下两个组成部分：(1) LC 振荡回路；(2) 供给 LC 振荡回路维持振荡的能源。这正如同在挂钟里，首先要有一个钟摆，其次必须有上紧的发条来推动它，钟摆

才能摆动不停。

在一个具有反馈的放大电路中，如果反馈回来的信号与放大电路的输入信号相位相同，则输入信号将得到加强，从而使输出信号也加强，这样就增加了放大电路的放大量，这种反馈称为正反馈。如果正反馈达到一定深度时，即使没有外来信号，放大电路本身也能够产生振荡信号，也就是说，放大电路变成了振荡电路。

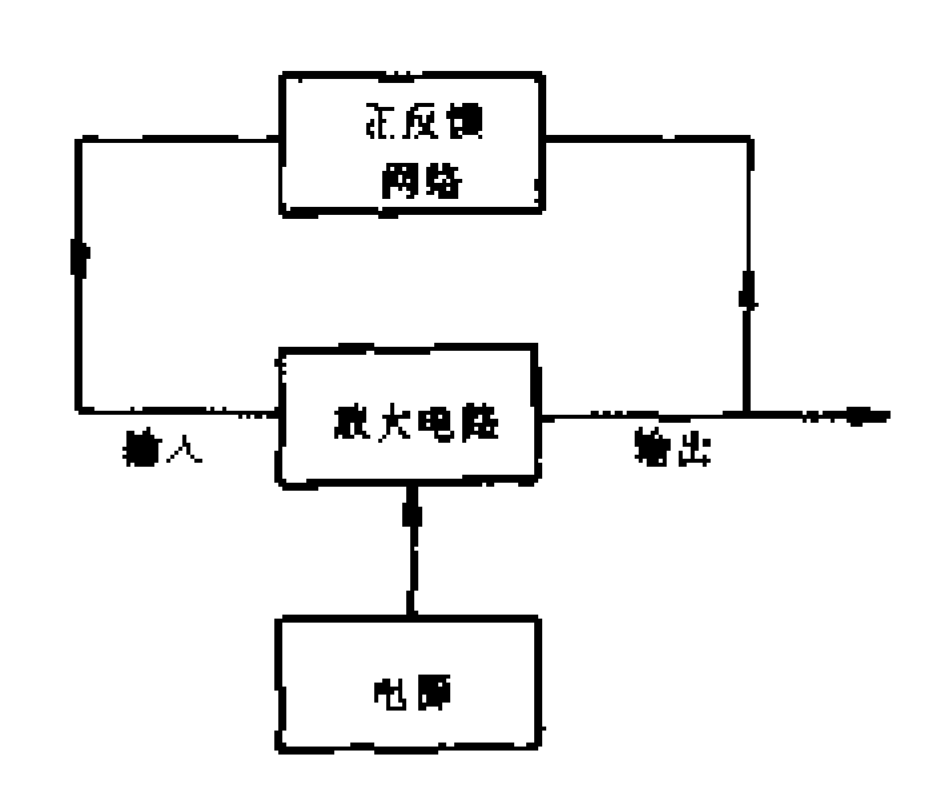


图 4-12 自激振荡电路的方框图

正弦波振荡电路是由放大电路、正反馈网络和电源三部分组成，其原理方框图，如图 4-12 所示。

一、变压器反馈 LC 振荡电路

图 4-13 绘出了变压器反馈 LC 正弦波振荡电路。图中，晶体管 VT 组成了大家熟悉的工作点稳定的典型单管放大电路，所不同的是它的集电极负载电阻换成了由 L 与 C 组成的并联谐振回路。放大电路没有外来的输入信号，而是通过 L_1 进行变压器耦合，将 LC 回路中的振荡信号取出一部分经 C_2 反送到放大电路的输入端作为输入信号，经放大后，从 LC 回路获得输出信号，又通过 L 与 L_1 的耦合实现正反馈。这一正反馈放大电路在满足一定的条件时，电路就能产生自激振

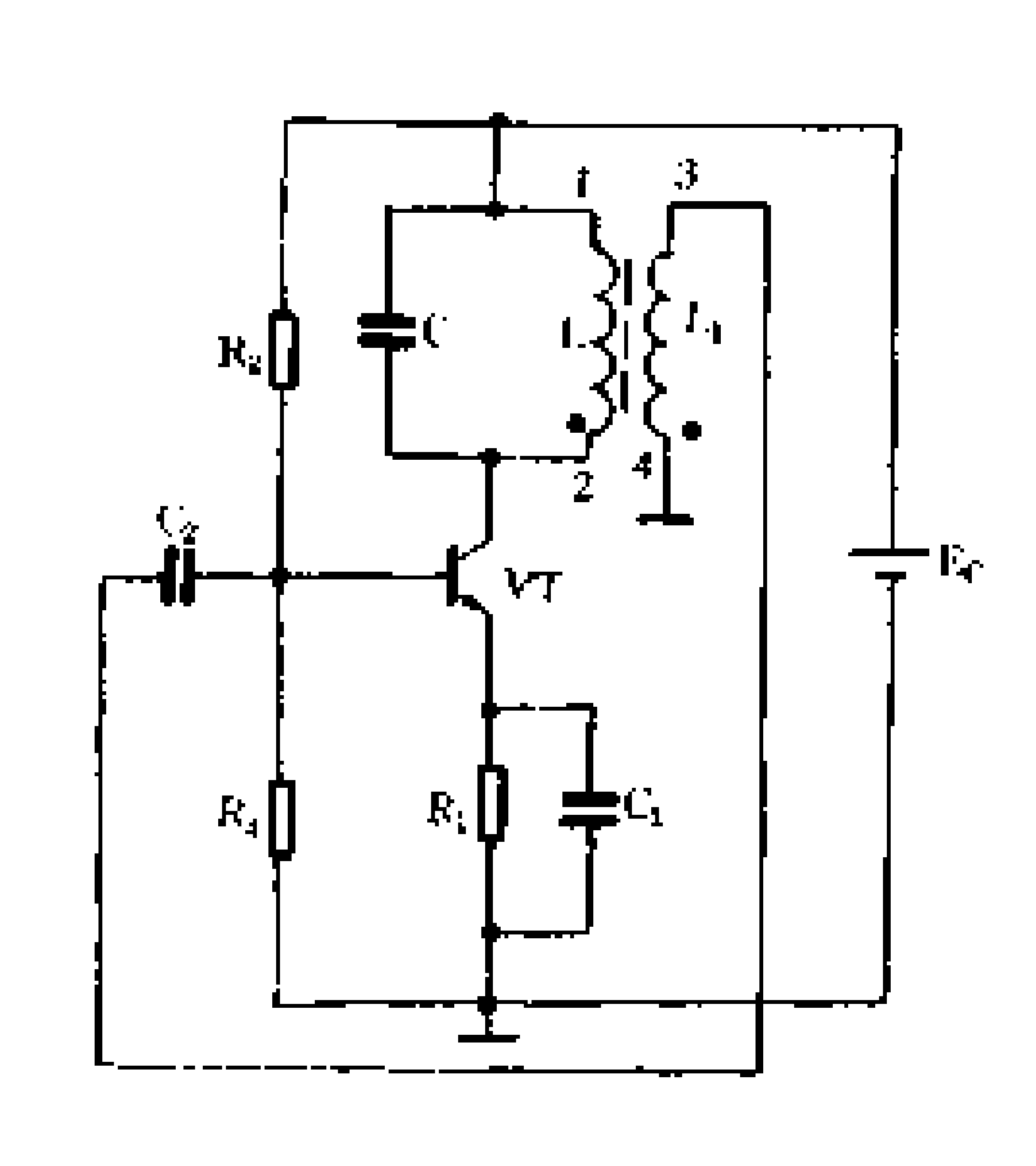


图 4-13 变压器耦合 LC 振荡电路

荡。

初学者对上述自激振荡的过程可能会有不解之处：图4-13所示的电路中，既然输出信号是输入信号放大而来，输入信号又是通过输出信号反馈而来，那么最初的输入信号又是怎么产生的呢？请看图4-13，当电源接通的瞬间，晶体管立即处于导通状态，LC回路由此获得了一定的能量，回路中的电磁振荡就开始了。随着反馈、放大的不断循环，振荡逐渐增强，当振荡增大到一定程度时，受到晶体管动态范围的限制，振荡就相对稳定了，进入了等幅振荡的状态。同时，由于振荡回路只对频率为f_0的信号产生谐振，正反馈最强，所以选择出频率为f_0的振荡信号，振荡频率也就相对稳定了。

综上所述，振荡电路产生并维持振荡的条件是：

(1) 放大电路必须具有正反馈，称为自激振荡的相位平衡条件。

(2) 由放大电路输出端反馈到放大电路输入端的信号要足够大，称为自激振荡的振幅平衡条件。也就是说

$$|AF| \geqslant 1$$

A为放大电路的电压放大倍数，F为反馈系数。

自激振荡必须满足这两个条件才能产生并维持自激振荡。

采用变压器反馈式LC振荡电路时，需要注意互感线圈L_1的3、4两个接头不能接反，否则会变成负反馈而不能产生自激振荡。当线圈L_1与L的绕线方向相同时，则它们的起端感应电动势极性相同，称为“同名端”，在电路图上用“·”做标记，如图4-14所

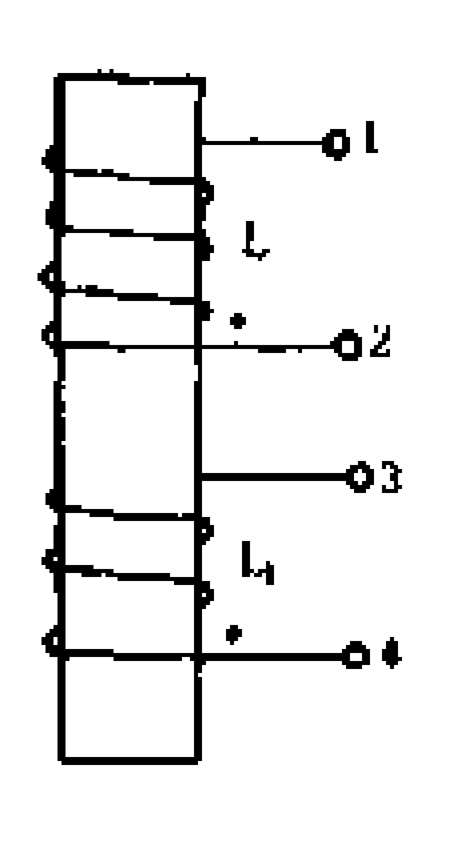


图4-14 互感线圈的同名端

示。若 L_1 与 L 绕线方向相反，则 L 的起端 1 与 L_1 的终端 4 为同名端。这时应把 L_1 的 4 端接地，3 端接基极。

图 4－15 所示是超外差式收音机中变频级的本机振荡电

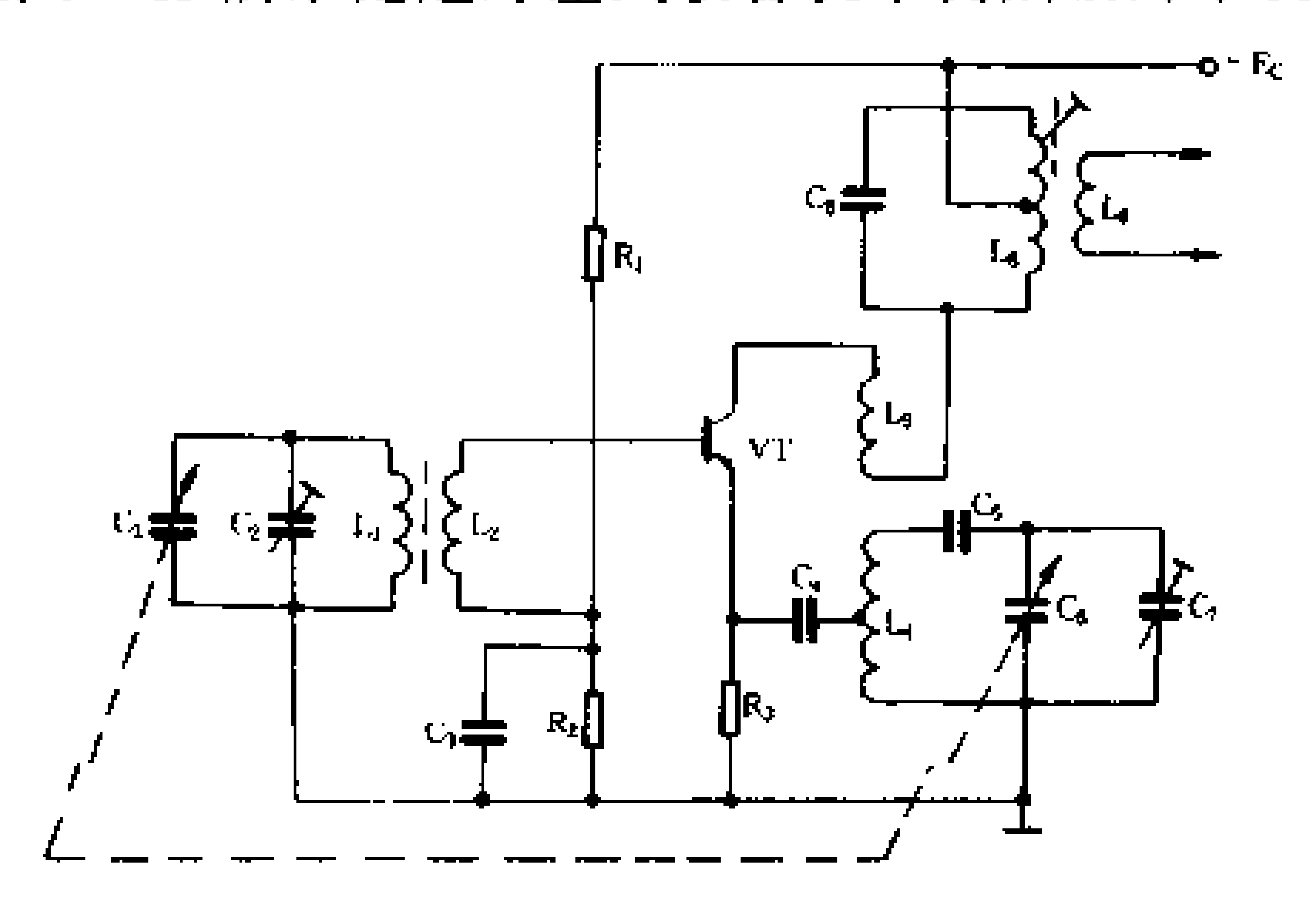


图 4－15　超外差式收音机的变频级

路。图中，收音机的输入电路和中频变压器与本机振荡电路无关，简化后可得到图 4－16 的形式。L_4、C 组成振荡回路，决定着振荡频率 f_0。L_3 为反馈线圈，C_4 为耦合电容器，C_3 是高频旁路电容器。R_1、R_2、R_3 是偏置电阻，决定晶体管的静态工作点。这个振荡电路与图 4－13 的典型电路相比，它的振荡回路不是接在集电极和发射极之间，而是接在基极和发射极之间（因 C_3 将基极高频接地）。振荡线圈 L_4 采用抽头接法，是因为晶体管的输入阻抗很小，如果将 L_4 全部并联在

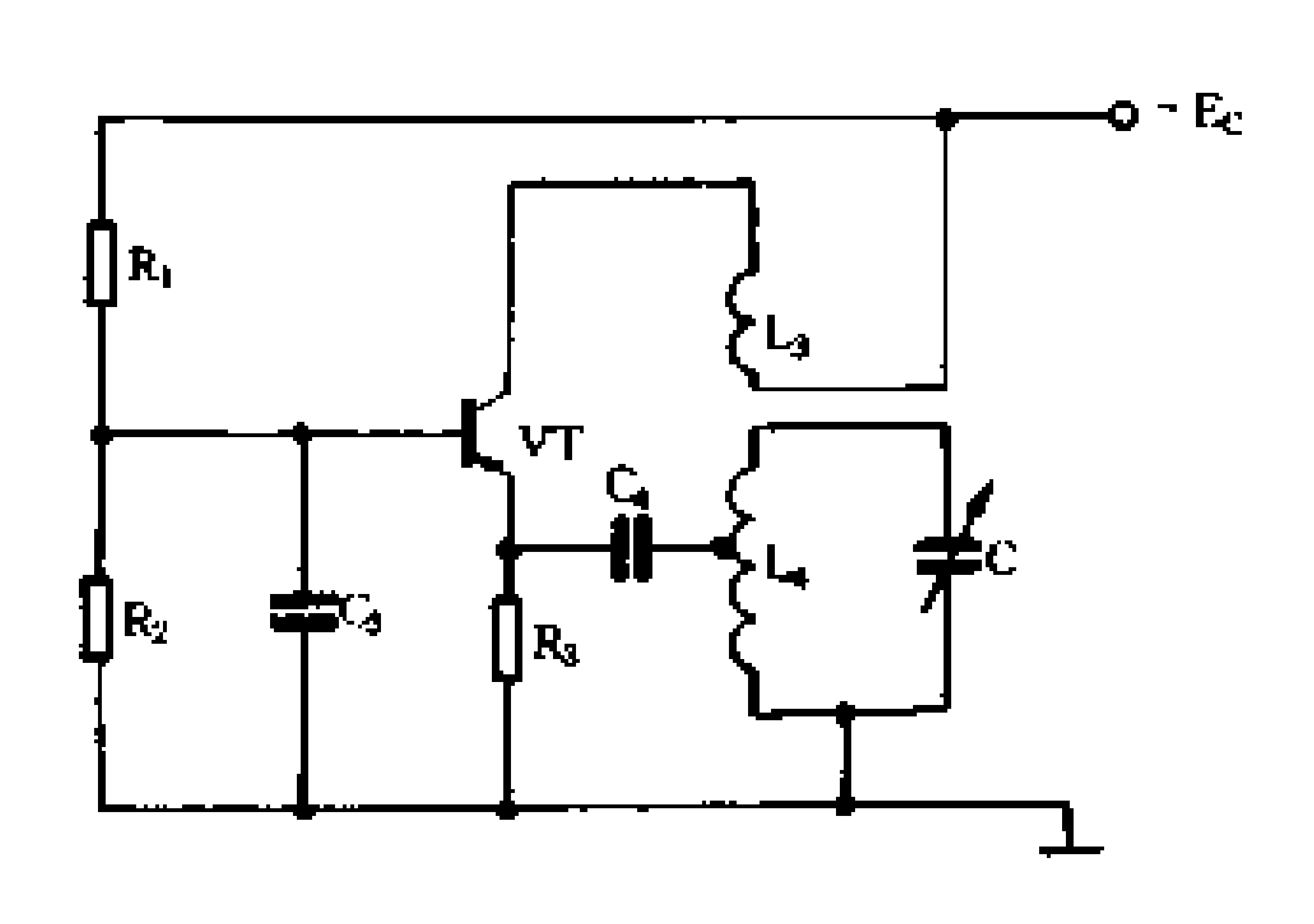


图 4－16　本机振荡电路原理图

基极与发射极之间，会使回路的 Q 值大大下降，不容易产生振荡。

二、电感三点式振荡电路

典型的电感三点式振荡电路(也叫哈脱莱振荡电路)如图 4-17 所示。L_1、L_2 和 C 组成了振荡回路。R_1、R_2 和 R_3 为偏置电阻，C_1 为旁路电容器，它使晶体管发射极高频接地，并通过电源接在线圈的 2 端，所以晶体管接成共发射极组态。C_2 为耦合电容器，使基极通过 C_2 接到线圈的 3 端。集电极接到线圈的 1 端。由于振荡回路线圈的三个端点分别和晶体管的三个电极相连，所以称为电感三点式振荡电路，L_2 兼作反馈线圈。

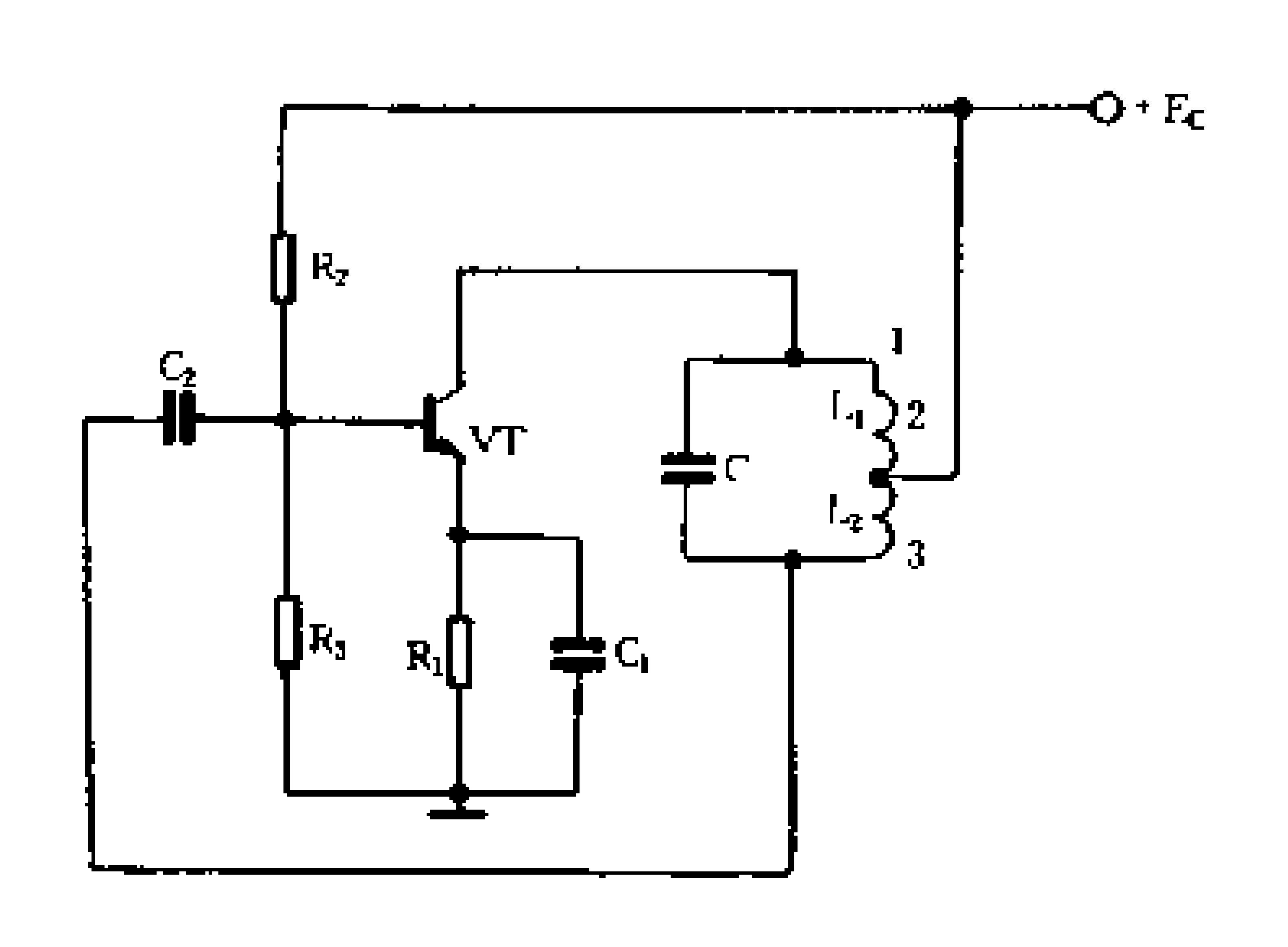


图 4-17　电感三点式振荡电路

为了分析方便，可以绘出电感三点式振荡电路的交流等效电路，如图 4-18 所示。

如果基极电流产生一个正向增量 ΔI_b，在集电极就有电流增量 ΔI_c，ΔI_c 在 L_1 上产生的电压降使 1 端为低电位，在图中标

以“-”号，在 L_2 上产生的感应电动势是2点电位低于3点的电位，因此感应电动势所产生的感应电流 ΔI_f 与 ΔI_b 同相，满足产生振荡的相位平衡条件。

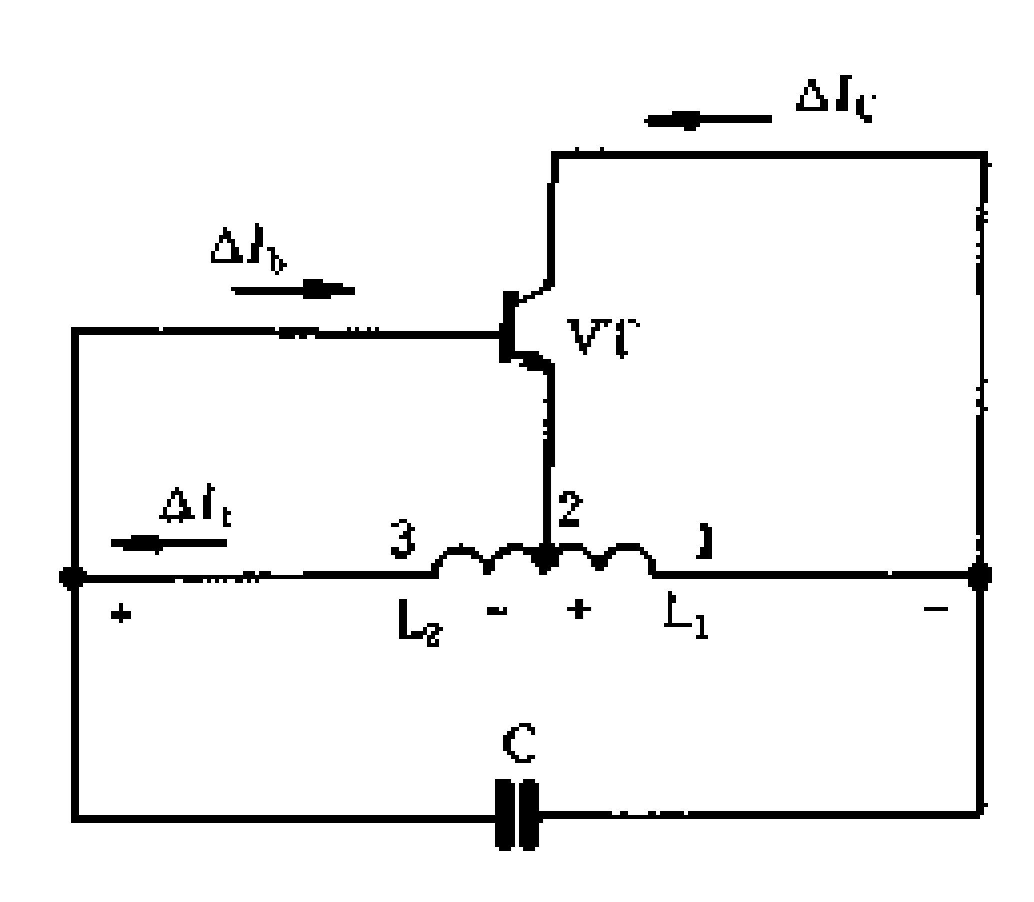


图4-18 电感三点式振荡电路的交流等效电路

改变抽头2的位置，可以调节反馈量的大小。L_2 圈数多时，反馈量大，振荡强；L_2 圈数少时，反馈量小，不容易起振。但 L_2 圈数过多时，振荡会不稳定，通常取 L_2 为电感线圈总圈数的1/8～1/4。

根据理论分析，振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

式中，M 是两线圈之间的互感量。

电感三点式振荡电路的特点是，L_1 与 L_2 之间的耦合很紧，比较容易起振，避免了同名端容易接错的问题，输出电压幅度也较大，但振荡波形较差，这是因为在集电极与发射极之间接有电感线圈 L_1，它对高频电流的谐波呈现较大的阻抗，而谐波电流又没有低阻抗通路，导致回路中产生较大的谐波电压，输出波形中含有高次谐波，波形变差。

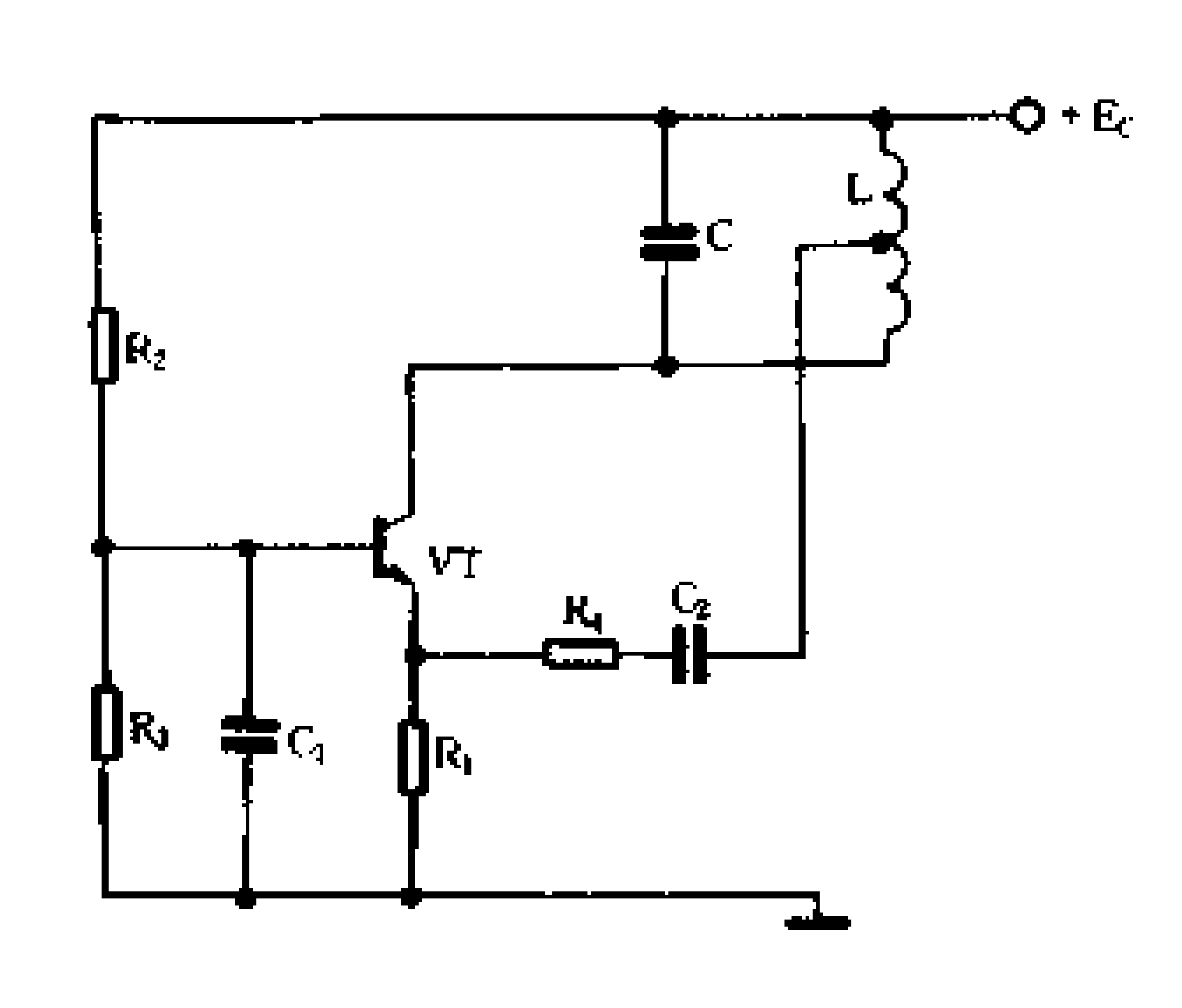


图4-19 共基极电感三点式振荡电路

图4-19所示是一个共基极电感三点式振荡电

路，振荡频率为1000Hz。电感线圈L与电容器C组成了振荡回路，线圈的1、2、3点分别接在晶体管的基极、发射极与集电极，C_2为耦合电容器，改变R_4的阻值可以调节反馈量的大小。

三、电容三点式振荡电路

电容三点式振荡电路（又叫考尔毕兹振荡电路）的典型电路如图4－20所示。振荡回路由L、C_1、C_2组成，振荡回路中的1

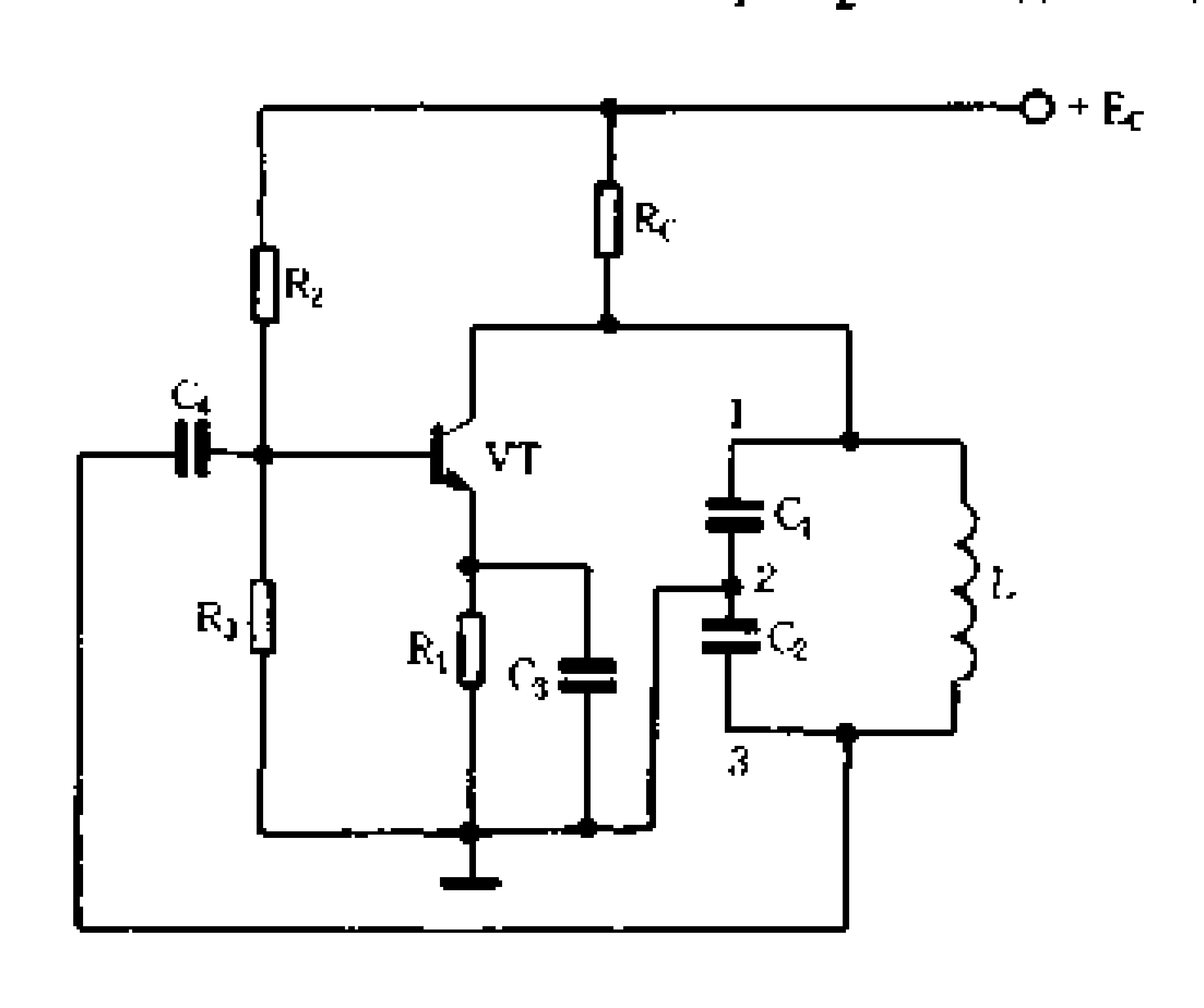


图4－20　电容三点式振荡电路

点接集电极，2点通过旁路电容器C_3接发射极，3点通过耦合电容器C_4接基极。因为电容支路中的三端分别接到晶体管三个电极上，所以称为电容三点式振荡电路。图4－21绘出了它的交流等效电路。

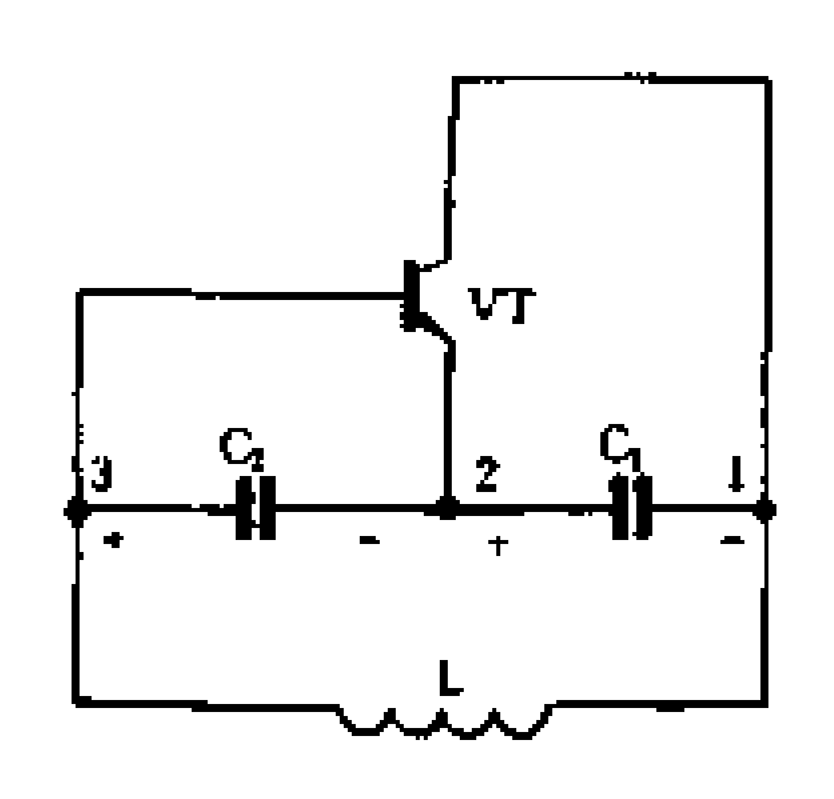


图4－21　电容三点式振荡电路的交流等效电路

电容三点式振荡电路与电感三点式振荡电路比较，只是电容与电感互

换了一下位置。C_1、C_2 对振荡电压形成了一个分压电路，把 C_2 上的电压反馈到晶体管 VT 的基极。当集电极电位升高时，将引起基极电位的下降，通过晶体管的放大，又将进一步引起集电极电位的升高，实现了正反馈，满足了自激振荡的相位平衡条件。改变 C_1、C_2 的比值，可以改变反馈量的大小，满足自激振荡的幅度平衡条件。

根据理论分析，这种电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$$

电容三点式振荡电路，因为输出端(晶体管 c、e 之间)有电容 C_1，对高次谐波构成低阻抗通路，所以波形较好。它的缺点是调节频率不够方便，为了保持反馈系数不变，在调节频率时，需要同时改变 C_1、C_2 的电容量，通常可以采用双连可变电容器达到同步调节，或在振荡回路两端并联一个可变电容器 C_3，如图 4－22 所示，这时回路的总电容为

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2} + C_3$$

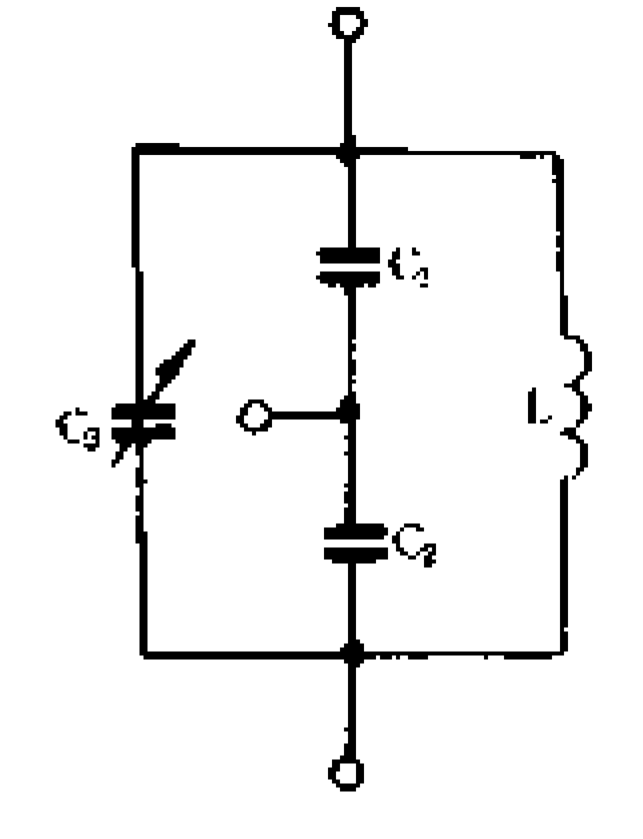


图 4－22　电容三点式振荡电路的频率调节

以上介绍的互感耦合式、电感三点式与电容三点式振荡电路，它们的振荡回路都直接与晶体管的电极相连，所以振荡频率都会受到晶体管结电容的影响。图 4－23 绘出了考虑到晶体管结电容影响的等效电路。由图可见，晶体管极间电容 C_{ae}、C_{ac}和 C_c 实际上是回路电容的一部分。这些结电容与电源电压及环境温度有关，电源电压波动或外界温度改变时，都会影响振荡频率的稳定度。随着

振荡电路工作频率的升高，构成振荡回路的电容器容抗变小，受极间电容的影响更甚，频率稳定度就更差。

为了提高频率稳定度，可以采用图 4－24 所示的改进电路（常称为克拉波振荡电路）。它的特点是在 LC 回路的电感支路中串联了电容 C。图中增加了高频扼流圈 L_C，它对高频信号呈现很大的阻抗，阻止高频振荡信号通过电源而短路。

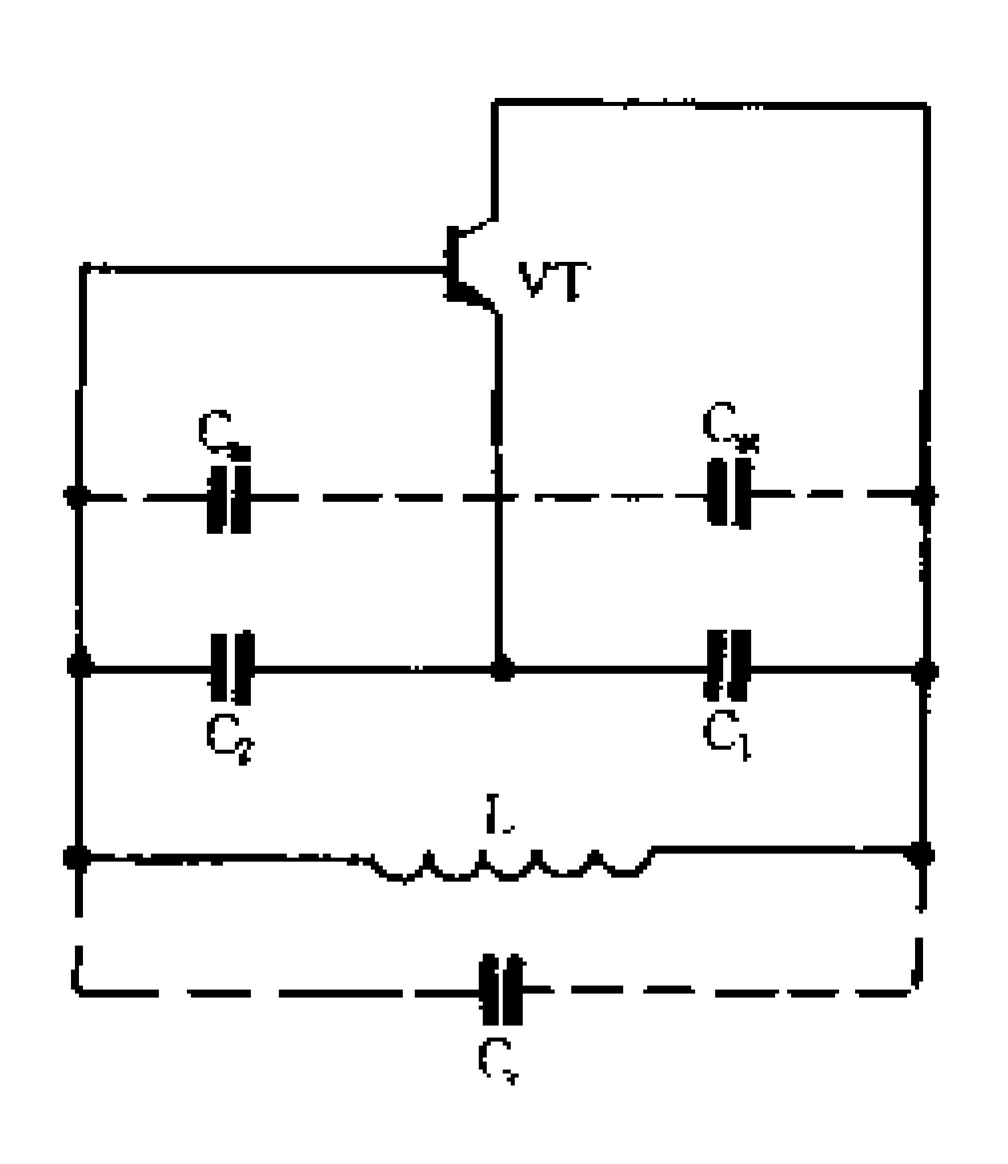


图 4－23 考虑到结电容影响的等效电路

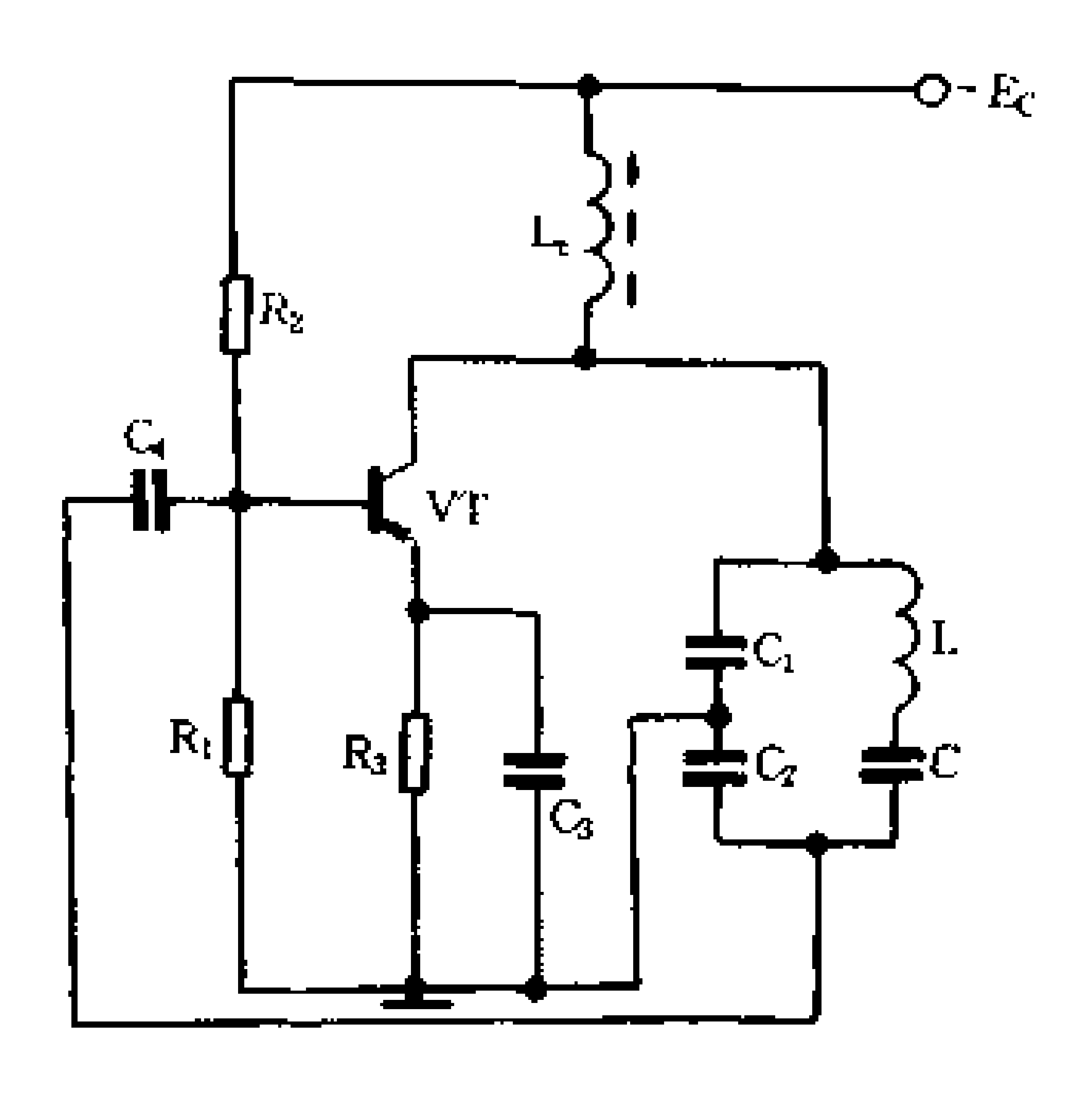


图 4－24 改进的电容三点式振荡电路

为了提高频率稳定度，通常取 C_1、C_2 远大于 C，所以在振荡回路中总电容很接近于 C，因此回路的振荡频率为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

C_1、C_2 对 f_0 影响不大，它们在电路中主要起分压作用，用来构成正反馈网络。由于 C_1、C_2 的电容量取得较大，可以大大削弱晶体管极间电容对振荡频率的影响，从而提高了频率稳定度。

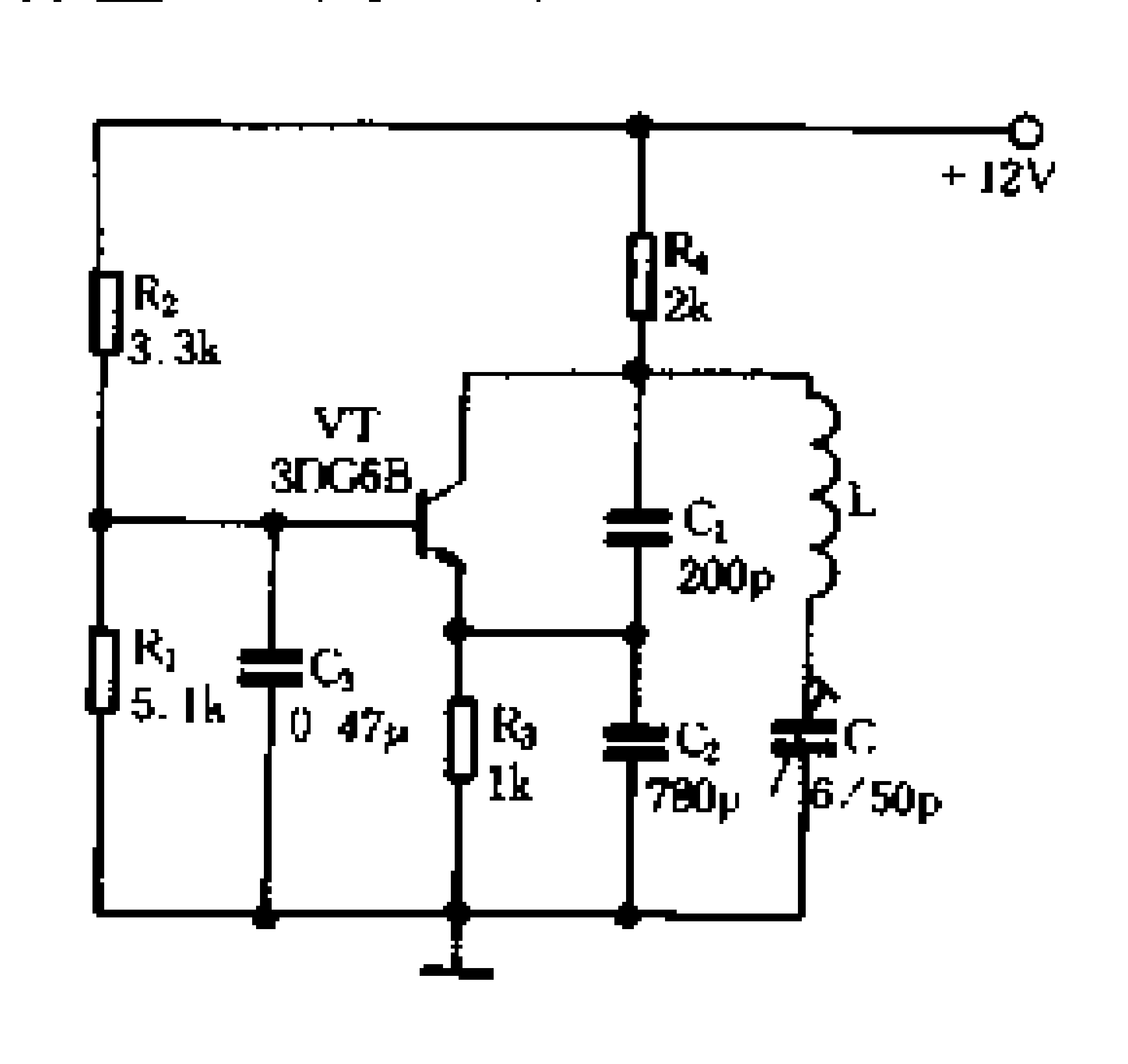


图 4-25　共基极电容三点式振荡电路

图 4-25 所示是一个共基极改进式电容三点式振荡电路，其振荡频率可达 2.2MHz。

为了进一步改善电容三点式振荡电路的性能，可以在振荡回路的电感 L 两端并联一个电容器，成为并联型电容三点式振荡电路，常称为锡拉振荡电路。图 4-26 所示是锡拉电路的典型电路，图 4-27 所示是它的交流等效电路。

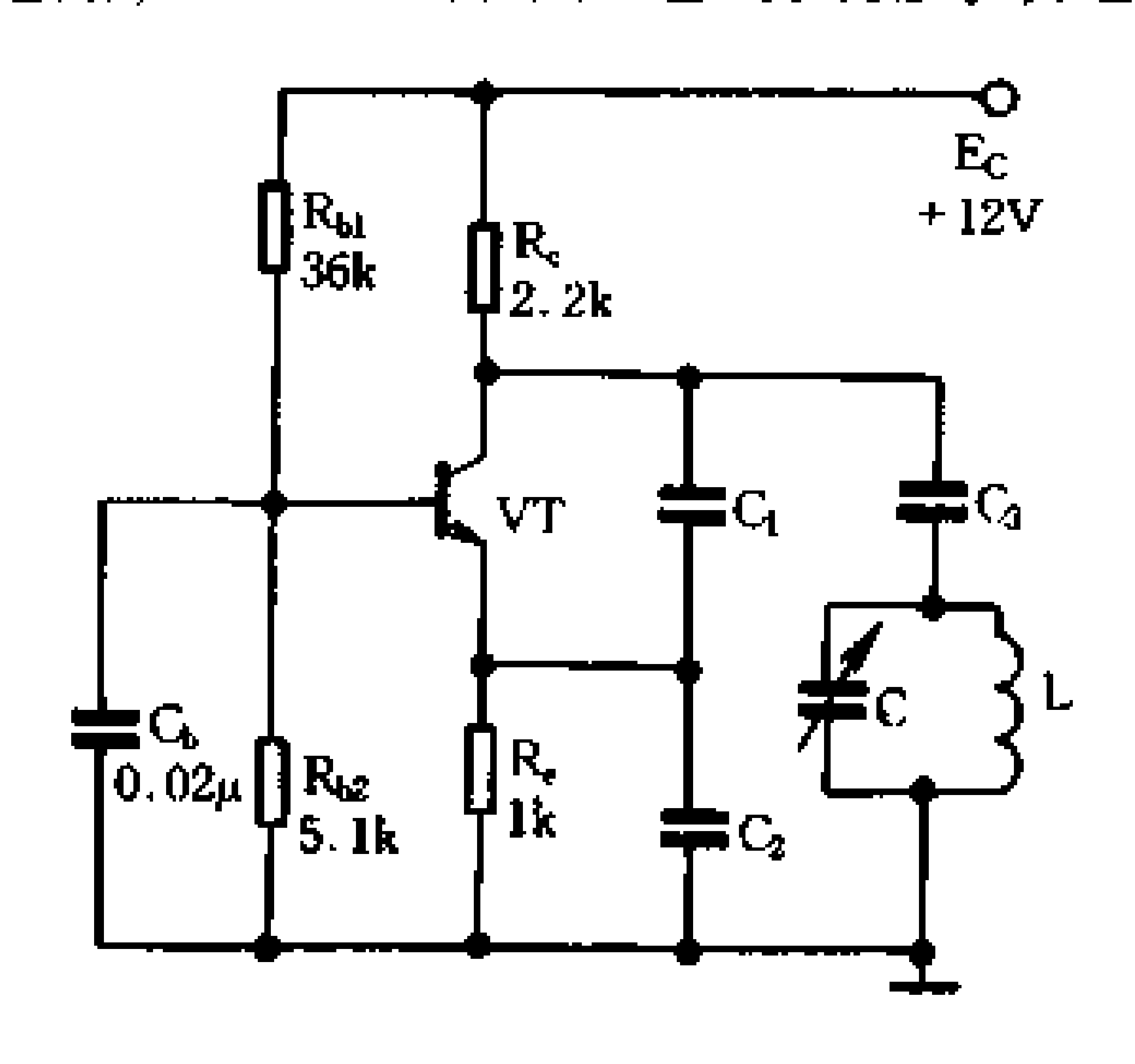


图 4-26　锡拉振荡电路

图中，L与C并联，构成并联调谐回路，并通过小电容C_3，与晶体管和反馈电容C_1、C_2支路实现弱耦合。这样，就把调谐与反馈两种作用分开了。振荡电路的选频部分可等效成图4－27

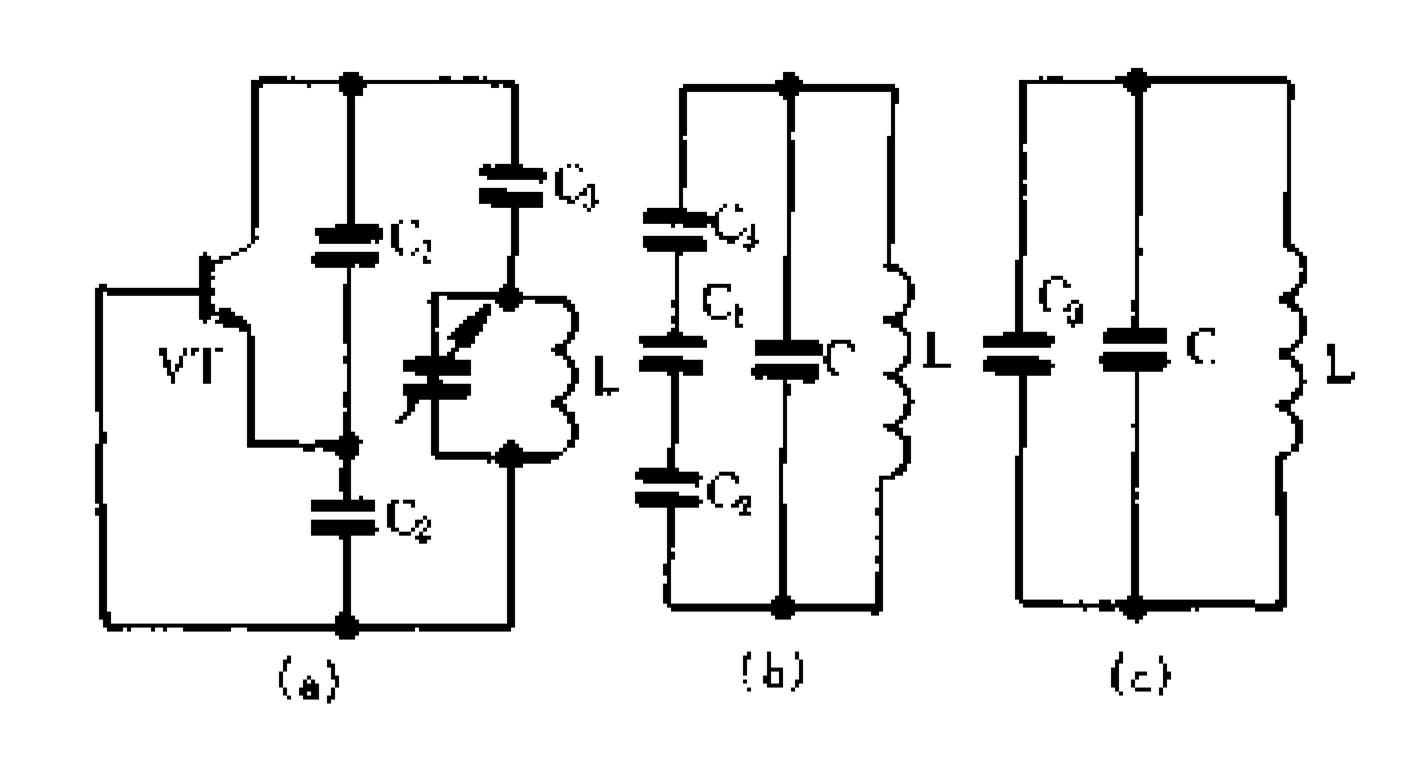


图4－27 锡拉电路的交流等效电路

(b)。当$C_3 \leqslant C_1$、C_2时，又可简化成图4－27(c)。它的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_3)}}$$

通常可用更换L的方法进行频率粗调，调节可变电容器C实现频率的连续调节。

当C_3较小时，C_1、C_2只起反馈作用。C_1、C_2取值较大时，可以减小分布电容的影响，有利于提高频率稳定度。但因C_1、C_2支路与调谐回路并联，若C_1、C_2取值过大，会旁路振荡信号，降低振幅。

在实际工作中，耦合电容器C_3的选择要合理。C_3过小时，振荡管与回路间的耦合太弱，振荡平衡条件不容易满足，电路难于起振；C_3选得较大，耦合较紧，振幅较大，容易起振，但频率稳定度较低。通常，在保证起振条件得到满足的前提下，应尽可能减小C_3的电容量。

上述三种振荡电路，既可接成共发射极电路，也可接成共基

极电路。共发射极电路的功率增益较大，容易起振；共基极电路的振荡频率较高，振荡频率比较稳定，对晶体管 β 值要求也不高，使用 β 值较低的管子也能起振。

四、LC 振荡电路的频率稳定

在无线电技术中，往往要求正弦波振荡电路的振荡频率有足够的稳定性。常用"频率稳定度"作为衡量振荡电路性能与质量的指标之一。频率稳定度是用振荡电路频率变化的相对值来表示的，即

$$(\frac{\Delta f}{f_0})\%$$

式中，f_0 为振荡电路的标称振荡频率，Δf 是实际振荡频率 f 与 f_0 的差值，即 $\Delta f=|f_0-f|$。缓慢的频率变化，一般是由周围环境的变化所引起的，如温度变化、电路参数的变化(元件的老化)等。而频率的突然变化则大多是由于电源电压的变化或外界干扰、机械振动等因素所引起的。下面简单谈谈引起频率不稳定的因素和提高频率稳定度的方法。

引起频率不稳定的因素：

1. 温度的变化

振荡电路的振荡频率既决定于谐振回路的元件数值，又与晶体管的参数有关。当环境温度变化时，由于物质的热胀冷缩，振荡电路中的 L、C 元件要变形，介质常数也要改变，从而使电感量和电容量发生变化，直接影响了振荡频率的稳定性。同时，温度变化也会使晶体管参数发生变化，成为频率不稳定的重要因素。

2. 湿度及气压的变化

湿度及气压的变化，将影响电容器中介质的介电常数，而使

电容量发生改变，引起频率的变化。

3．机械振动

机械振动会引起L、C等元件发生一定的形变，造成频率的改变。

4．电源电压的波动

由于晶体管是非线性元件，它的参数与其工作点有关，当工作点改变时，其参数也会发生变化。电源电压波动时，会直接引起工作点的变化，从而导致振荡频率的改变。

5．负载的影响

大家知道，LC谐振回路的固有振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

上式算出的 f_0 只是一个近似值。因为LC回路中总会有一定的电阻R，若考虑到这个电阻的影响，LC回路的固有振荡频率 f_0 应由下式确定，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1-\frac{1}{Q^2}}$$

式中，$Q=\frac{\omega L}{R}$ 为谐振回路的品质因数。

由此可见，Q 值越高，频率就越近于 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$。但当振荡电路带上负载后，负载阻抗必然会反射到谐振回路的两端，相当于增加了回路的损耗电阻R，从而降低了 Q 值，引起频率发生改变。此外，当负载为电容性时，此电容是并联在LC回路上的，它将使回路的总电容量发生变化，于是引起振荡频率的改变。

此外，外界电磁场的感应也将引起频率的变化。

五、提高频率稳定度的措施

在未采取稳定措施时，LC振荡器的频率稳定度约在10^{-2}～10^{-4}之间，这样的稳定度在很多场合是不能满足要求的。下面介绍提高频率稳定度的措施。

1. 减小温度的影响

不言而喻，要从根本上消除温度变化对振荡电路的影响，可以把振荡电路与谐振回路置于一个恒温系统中，使其温度基本上保持不变。但是，采用恒温设备，一方面耗电，另一方面势必增加了电路的体积、重量和成本。因此，只有在特殊情况下考虑采用。

当温度变化时，应尽可能地减少元件参数的变化。在振荡电路中，尽量选用损耗较小和温度系数较小的电容器和电感线圈。如瓷介电容器、云母电容器等都适合在振荡电路中使用。

2. 提高回路的Q值

为了提高回路的Q值，应尽量减小回路的损耗，并加大L/C值。但L太大，体积也大，线圈的损耗也会增加；电容C也不能太小，C的数值太小，则并联于谐振回路两端的分布电容及杂散电容就可以和它比拟，这些分布参数的变化将显著地影响频率的稳定性。因此，必须合理地选择L/C的值。

3. 减小负载对电路的影响

振荡电路接入负载后，会使回路的Q值降低，从而影响到频率的稳定性。因此，选取高Q值的振荡回路，有利于稳频。另一方面，必须设法使负载不直接影响到振荡回路。通常在振荡回路与负载之间加入一级缓冲放大器（射极跟随器），使振荡信号经过缓冲放大器后再输出，就可以大大降低负载变化对振荡回路的影响。

4. 稳定电源电压

由于晶体管的参数与工作点有关，而工作点又与电源电压及温度有关，所以除了采取措施减小温度的变化之外，还必须使电源电压稳定，最好用稳压电源供电。

5. 密封、屏蔽措施

采取密封、屏蔽措施后，可以使 LC 回路不受湿度、外界电磁场的影响，以消除一些频率不稳定因素。

6. 电路形式的改进

为了提高振荡电路的频率稳定度，也可以在电路结构上进行改进。改进的电感三点式振荡电路如图 4－28 所示，它的电感线圈上有两个抽头，看似电感四点式电路，实际上是电感三点式电路的变形，其工作原理与电感三点式一样。在典型的电感三点式电路中，晶体管的输出阻抗（包括极间电容）是直接并联在 LC 回路两端的，当外界因素引起晶体管极间电容变化时，振荡频率也会随之变化，在高频时尤为显著。而图 4－28 的电路，晶体管的极间电容等不是直接并联在电容 C 上，而是经过一段电感后再与电容并联，这样，晶体管参数的变化对振荡回路参数的影响就减小了。此外，它还可以使晶体管的阻抗对 LC 回路 Q 值的影响减小，从而提高了电路的负载能力。经过改进后频率稳定度可提高到 $10^{-4} \sim 10^{-5}$左右。

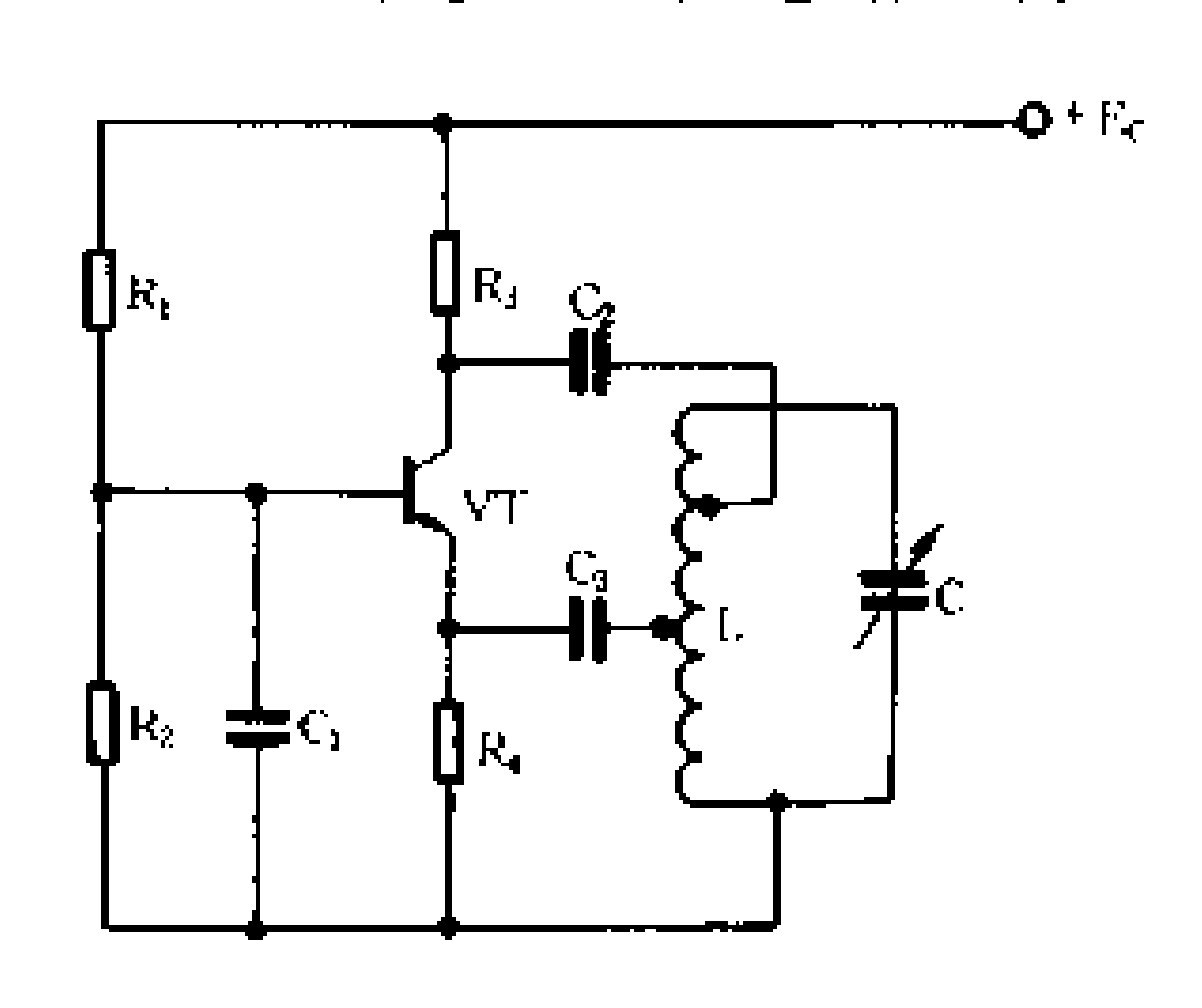


图 4－28　改进的电感三点式振荡电路

第三节 RC正弦波自激振荡电路

LC正弦波自激振荡电路的振荡频率是由振荡回路的电感量 L 和电容量 C 决定的，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

当需要获得较低频率（如几赫到几千赫）的电振荡时，LC 振荡电路就不能适应了。这是因为，在频率很低时，电感L的数值必须取得很大，由于线圈圈数增多，线圈本身的损耗电阻R也大大增加，这就使LC回路的 Q 值不可能做得很高。此外，电感大占据的体积也大，很笨重。同样，大容量的电容器体积也大，而且容量越大，漏电也严重。因此，在低频时广泛采用电阻、电容组成的RC自激振荡电路。

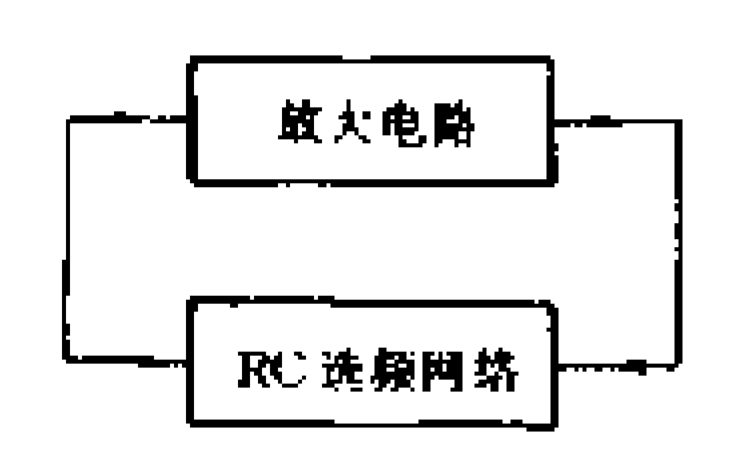


图4-29 RC振荡电路方框图

电容器的容抗 X_c 与频率 f 成反比，因此，由电阻和电容组成的RC网络，对于各种不同频率的信号有不同的传输系数。利用R与C的组合可以构成选频网络。将RC选频网络与晶体管放大电路接成正反馈闭合环路（图4-29），并使这一正反馈放大电路满足振荡的振幅与相位平衡条件，就能产生振荡。

RC自激振荡电路可分为桥式振荡电路和移相振荡电路两种类型，分别介绍如下。

一、RC桥式振荡电路

1. RC电桥电路

RC桥式振荡电路又叫文式电桥振荡电路，它的核心部分是

一个如图 4－30(a)所示的 RC 电桥，也称为 RC 串并联选频网络。

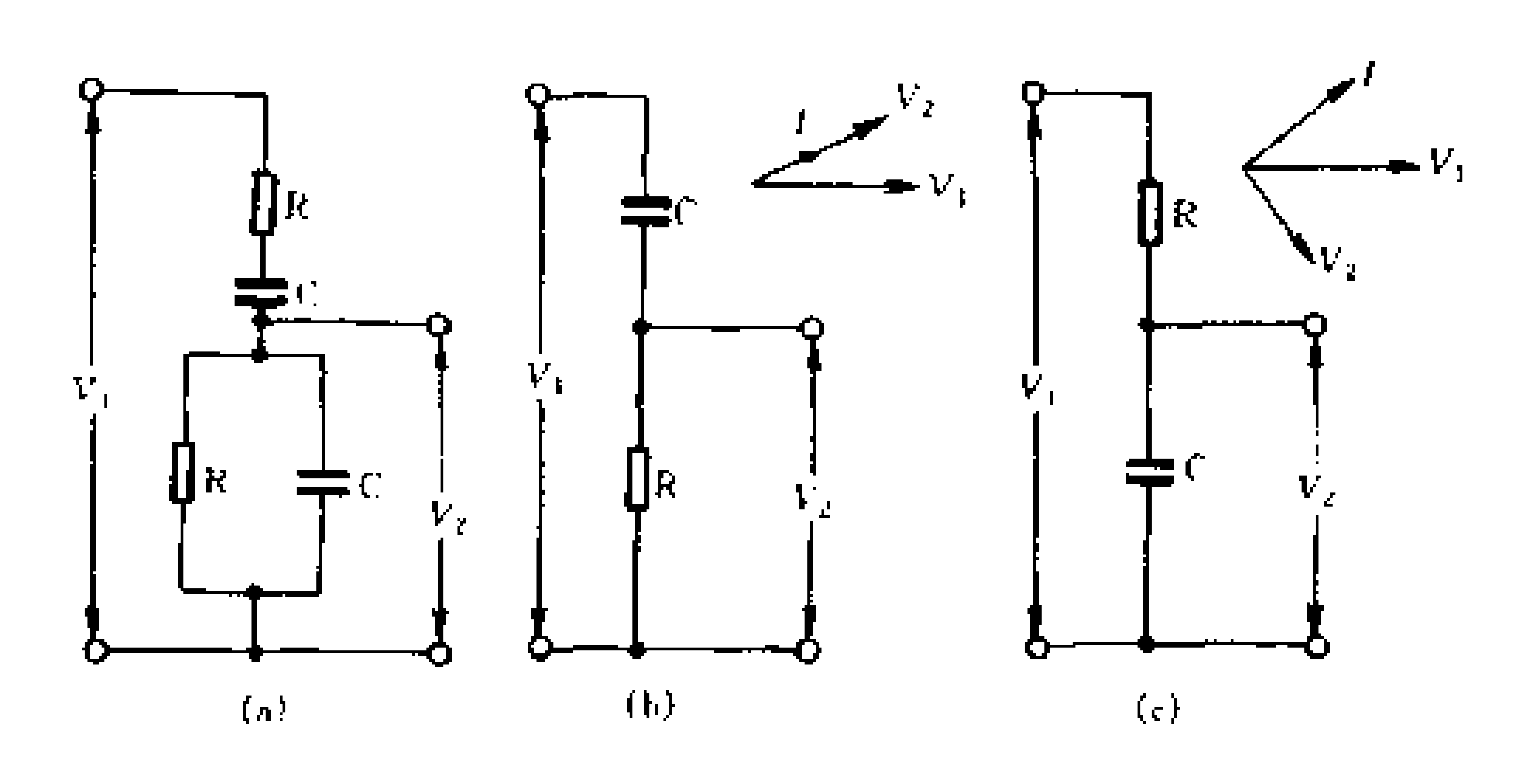


图 4－30 RC 电桥电路

由于电桥中采用了两个电容器，它们的容抗与频率成反比，当不同频率的信号输入后，即使输入信号 V_1 的幅度不变，输出信号 V_2 的幅度也不同。也就是说，这个电路的电压传输系数 $F=V_2/V_1$ 是与频率有关的。

当频率较低时，$\frac{1}{\omega C}\gg R$，此时选频网络可以近似地用图 4－30(b)所示的电容 C 与电阻 R 相串联的简单电路来表示。频率越低，输出电压 V_2 越小，输出电压 V_2 超前于输入电压 V_1 的相位角也就越大；与此相反，当频率较高时，$\frac{1}{\omega C}\ll R$，则选频网络可以近似地用图 4－30(c)所示的电路来表示，同图(b)相比，R、C 的位置互换了，显然，它变为一个相位滞后的 RC 电路，频率越高，输出电压 V_2 也越小，滞后的相位角也越大。纵观上述两种情况不难推出，在某一频率 f_0 时，其输出电压幅度会有一个最大值；同时，从相位超前到相位滞后的过程中，在某一频率 f_0

下，其相位角必为0°。

图4－31绘出了电压传输系数 F 与相位角 φ 随频率 f 变化的曲线。

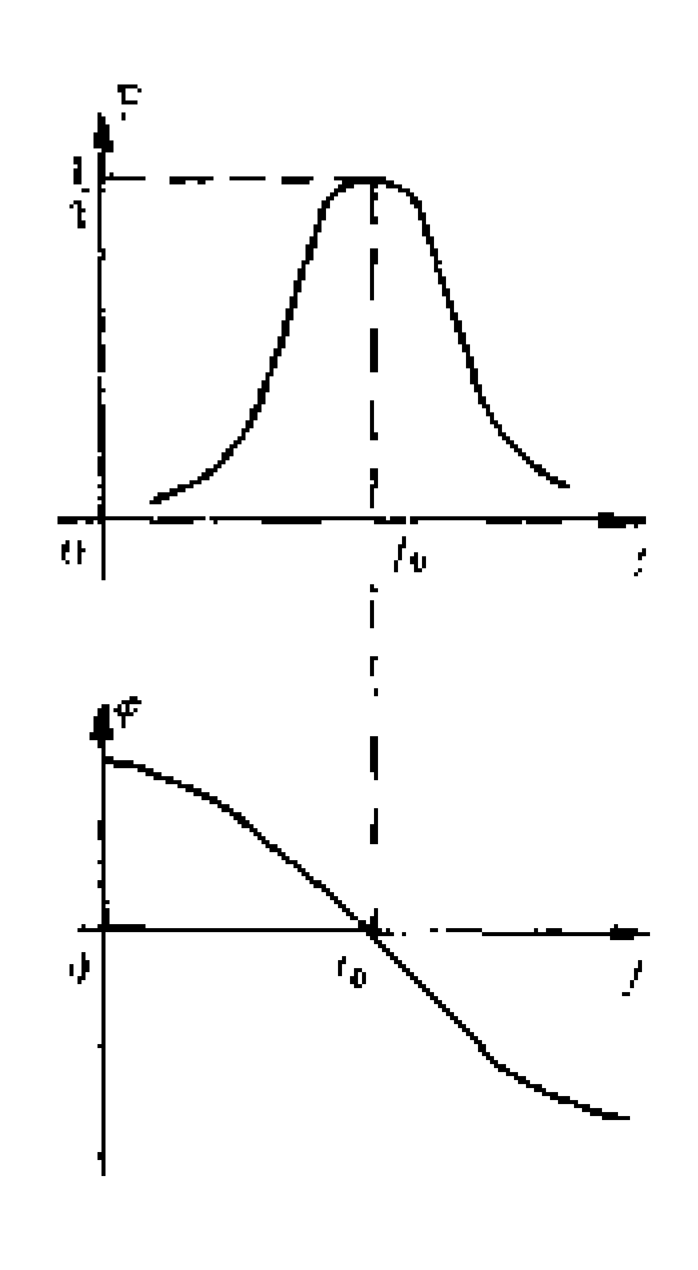


图4－31 F-f、f-φ曲线图

理论分析可以证明，当

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

时，电压传输系数 F 为最大，即

$$F_M = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{3}$$

而 V_2 与 V_1 的相位差为零，即

$$\varphi = 0$$

这就是说，当 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时，输出电压的幅值最大（输出电压幅值一定，而频率可调），并且输出电压是输入电压的 $\frac{1}{3}$，同时输出电压与输入电压同相。

一般为了调节方便，常取 $R_1 = R_2 = R$；$C_1 = C_2 = C$。由于RC电桥对不同频率的信号具有上述的选频特性，因此，将它接入放大电路组成正反馈闭合环路时，它就有可能在某一频率时满足振荡的振幅和相位平衡条件，得到单一频率的正弦振荡。

2. RC桥式振荡电路的工作原理

图4－32绘出了RC桥式振荡电路的电原理图。整个电路由两部分组成：一部分是由 VT_1 和 VT_2 组成的两级共发射极放大电路；另一部分是由电阻R与电容C组成的RC电桥反馈网络；二者构成了正反馈放大电路。其方框图见图4－33。

输入信号经过两级放大电路进行二次倒相后，输入信号与输出信号相位相同。由于RC反馈网络在 $f = f_0$ 时，相移 $\varphi = 0$，而电压传输系数 F 最大。因此，把第二级放大电路的输出信号

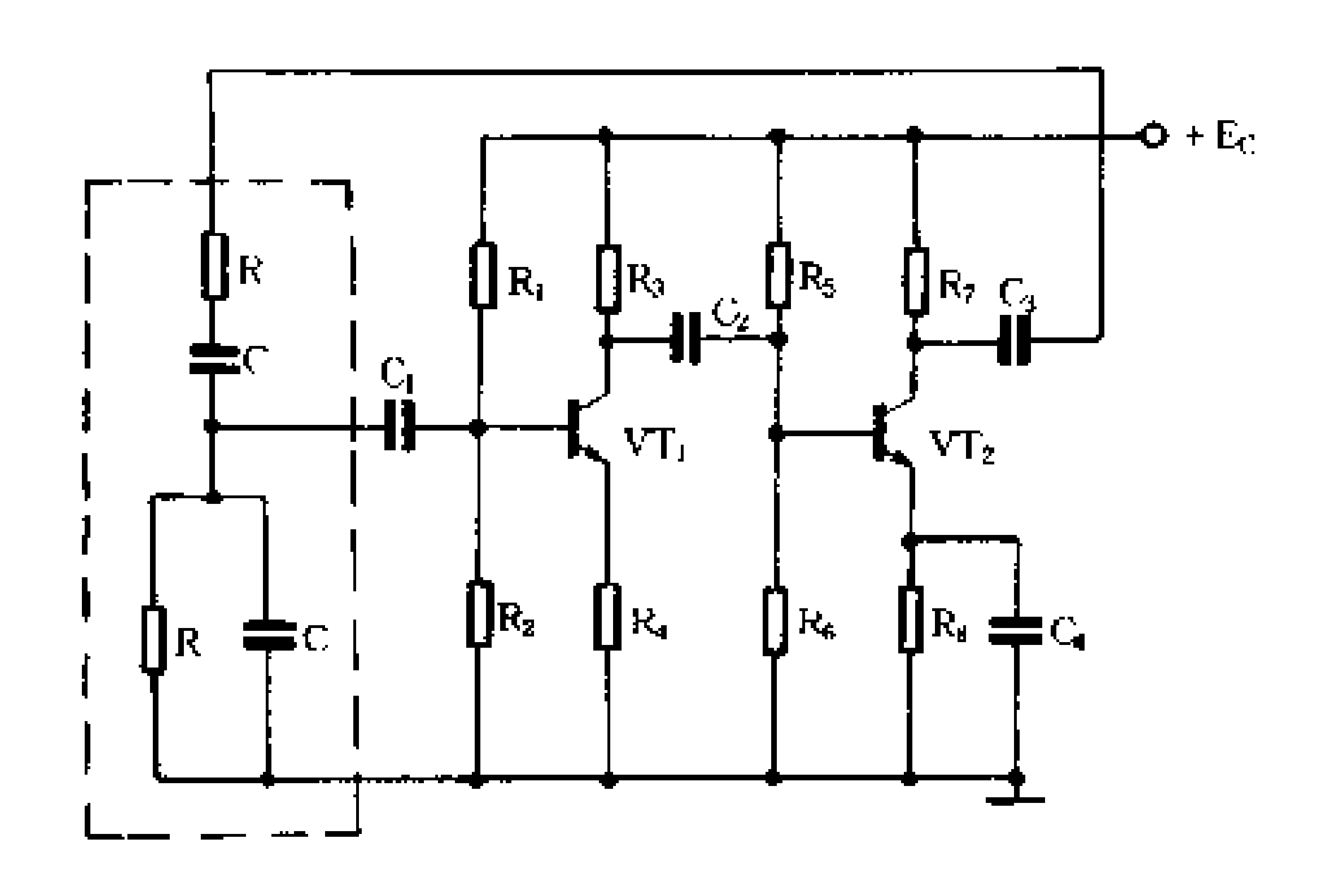


图 4－32　RC 桥式振荡电路

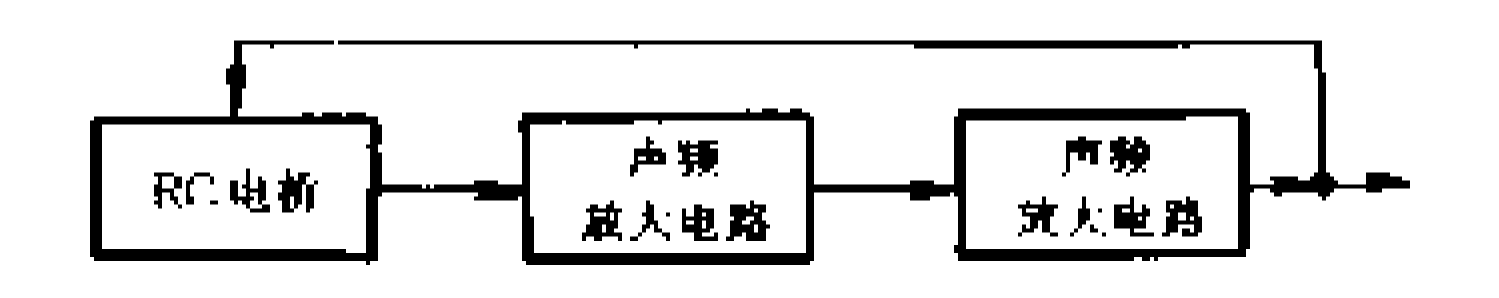


图 4－33　RC 桥式振荡电路方框图

经过 RC 反馈网络反馈到 VT_1 的基极时，就有可能在频率 f_0 处满足振幅、相位平衡条件，从而产生振荡。对于 f_0 以外的其他频率，由于 RC 网络相移不为零，而且电压传输系数很快下降，只要适当控制放大电路的增益，就可以使电路在这些频率下不产生振荡。

所谓建立振荡，就是要使电路自激，从而产生持续的振荡。对于 RC 振荡电路，自激的因素是什么呢？大家已经知道，电路中存在着噪声（电阻的热噪声、晶体管的噪声以及干扰等），根据频谱分析，它们是由多种频率成分合成的，其中也包括有 f_0 =

$\frac{1}{2\pi RC}$这样一个频率成分。这种微弱的信号，经过两次放大，通过正反馈选频网络，使输出幅度越来越大，最后受到晶体管非线性的限制，使振荡幅度自动地稳定下来。

3. 典型的 RC 桥式振荡电路

如上所述，为了使振荡电路最后能达到稳幅振荡，必须利用电路中的非线性元件，而在图 4-32 的电路中，RC 选频反馈网络全部由线性元件构成。因此，只有使晶体管工作于非线性区域，使其放大倍数随着信号幅度加大而开始减小时，才能实现稳幅振荡。然而，当放大电路工作于非线性区域时，非线性失真必然增大，这就会使输出波形出现严重失真。实际上，产生波形失真的原因还不仅如此，由图 4-31(a)、(b)可以看出，RC 选频网络虽然在 $f=f_0$ 处具有最大的反馈系数，且相移 $\varphi=0$，但是，在 f_0 附近，幅度的衰减还不够快，且相移也不太多。因此，对于接近 f_0 的其他频率成分的信号，也有可能满足振荡条件而产生振荡。这就意味着输出波形可能包含有较多的频率成分，因而造成失真。

为了解决稳幅和失真问题，RC 桥式振荡电路通常采用如图 4-34 所示的形式。与图 4-32 的电路相比，唯一的区别在于增加了一条由热敏电阻 R_t 与 R_4 所组成的负反馈支路，这一负反馈支路的反馈系数为

$$F=\frac{R_4}{R_t+R_4}$$

其中，热敏电阻 R_t 是非线性元件，它的阻值随温度而变化。当温度升高时，阻值变小，反之亦然。加有负反馈的 RC 桥式振荡电路中，RC 串、并联选频网络与负反馈回路中的 R_t、R_4 正好形成一个四臂电桥，电桥的对角线顶点刚好接到 VT_1 的 b、e 极

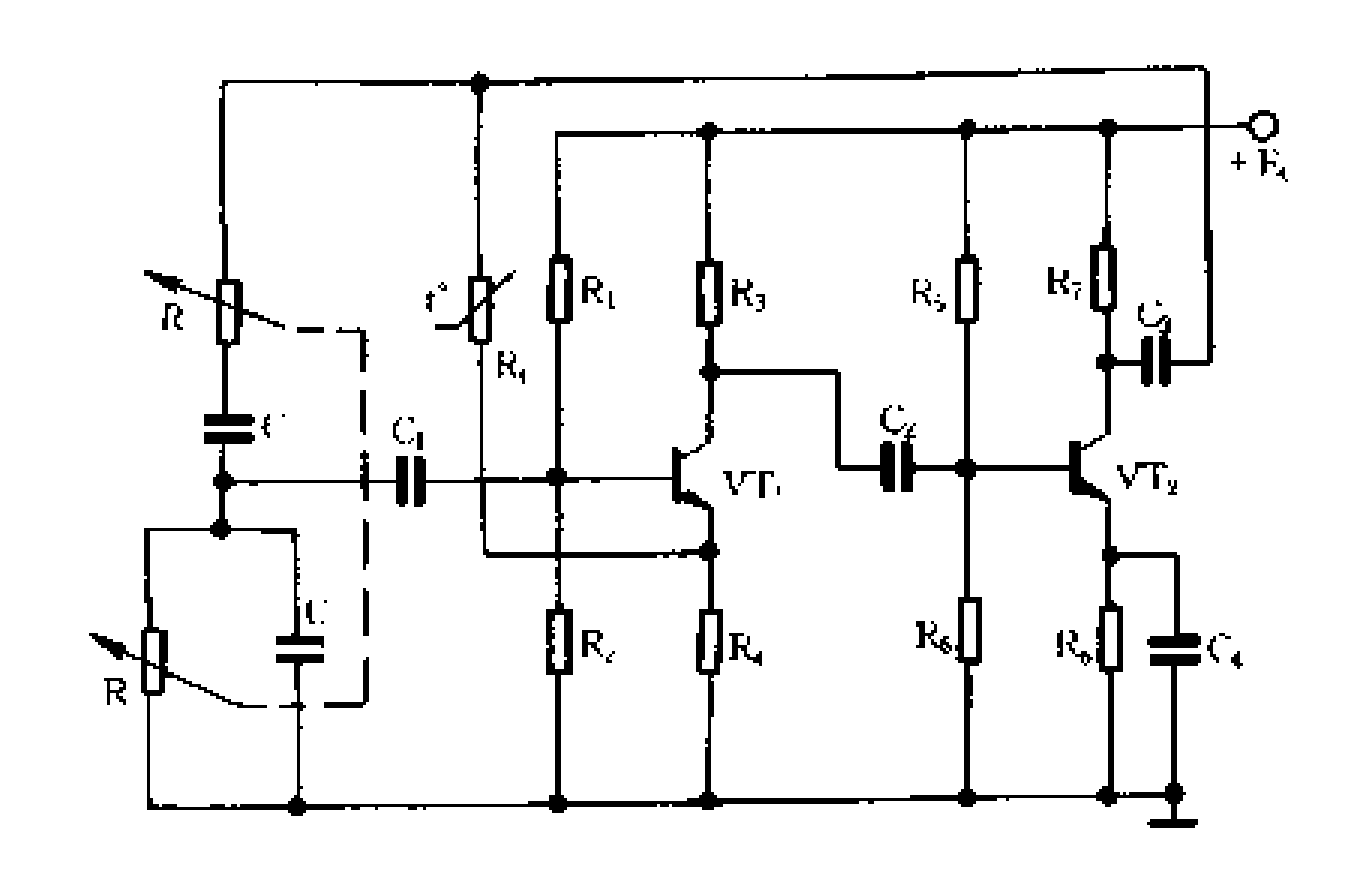


图 4－34　具有负反馈支路的 RC 桥式振荡电路

之间，电桥式振荡电路的名称即由此而来。

由图 4－35 所示的 RC 电桥等效电路可以看出，若电路的输出电压 V_{sc} 幅度增大，则加到 R_t-R_4 支路上的信号也增大，流过 R_t 的电流随之增加，这就引起了热敏电阻功耗增加，温度升高，其阻抗相应减小，于是反馈系数 F 便增加，负反馈增强了，它的趋势是阻止输出幅度的增加。相反，当输出电压幅度减小时，反馈系数也将随之减小，于是就阻止了输出幅度的减小。利用非线性元件构成负反馈支路，可以起到稳幅的作用，而无需使晶体管工作到非线性区域，这就减小了输出波形的失真和输出幅度的不稳定。引入负反馈

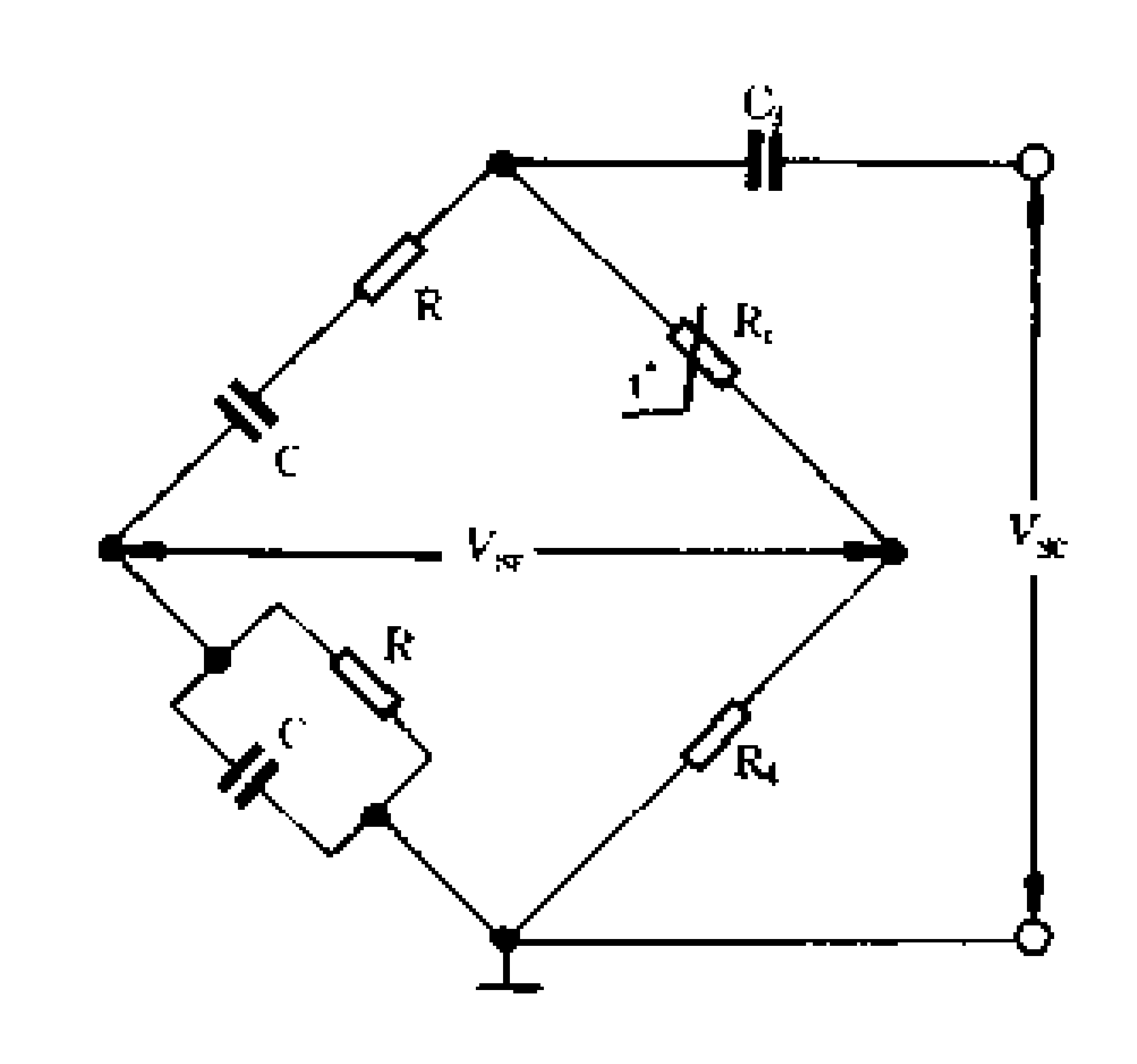


图 4－35　RC 电桥等效电路

后，还使电路频带展宽，提高输入阻抗并降低输出阻抗，改善了放大电路的性能。

利用 RC 电桥电路，可以得到波形较纯的正弦波，如果配合质量较好的热敏电阻 R_t，一般可使失真度小到 0.2% 左右。利用调节双连电位器或双连可变电容器，可以很方便地改善振荡频率，调节范围也比较宽。目前，声频振荡电路大多采用这种形式。

应该指出，当 RC 选频网络接入放大电路后，放大电路的输入、输出阻抗将会对 RC 网络产生影响。只有当放大电路的输入阻抗远大于 R，而输出阻抗远小于 R 时，这个影响才能忽略。

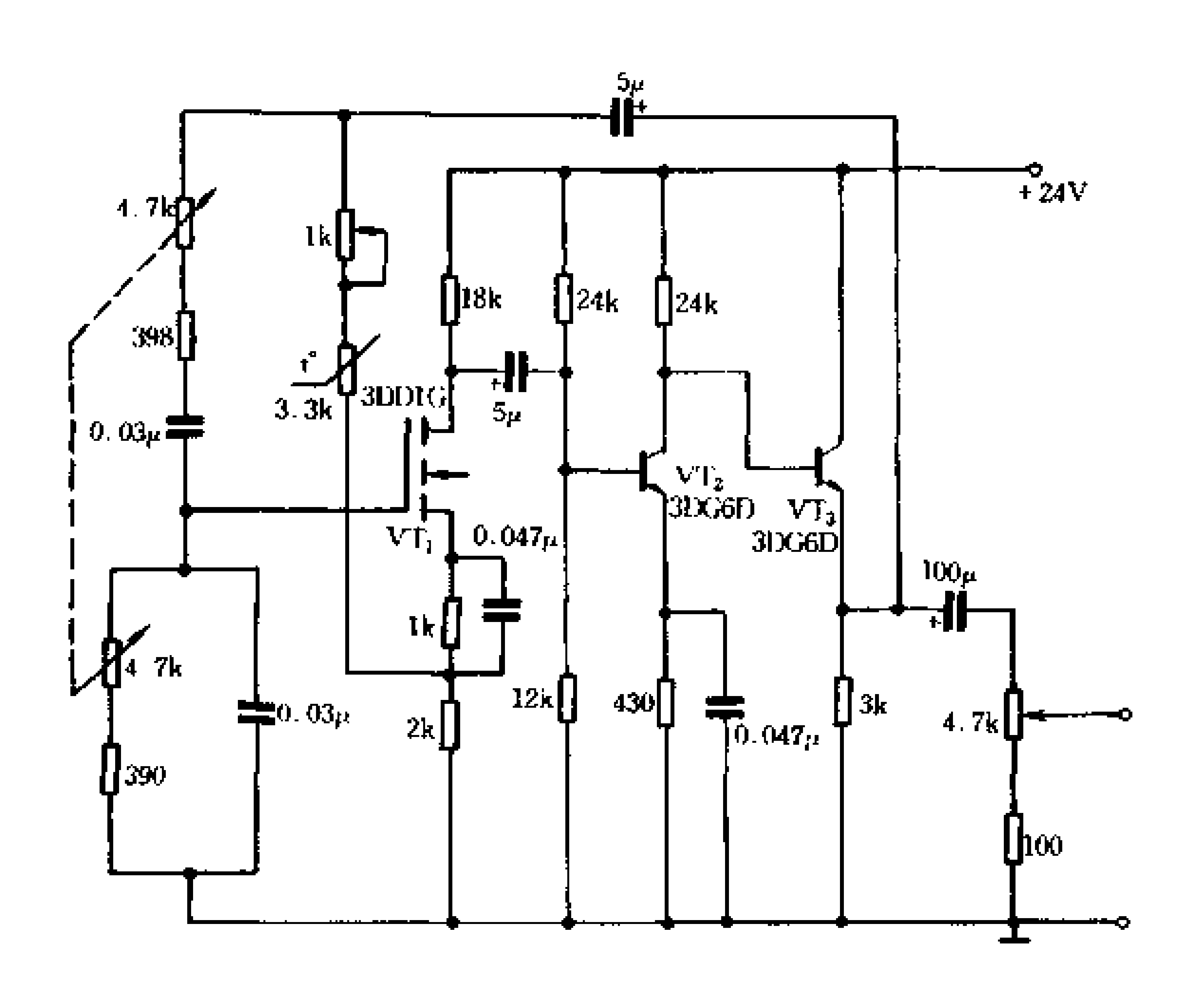


图 4－36　RC 桥式振荡电路实例

因此，在实际电路中，有时采用具有高输入阻抗的场效应管代替晶体管接在 RC 电桥的输出端；又往往采用具有低输出阻抗的射极跟随器接在 RC 电桥的输入端，图 4－36 就是这样的一个实际电路。

二、RC 移相式振荡电路

在无线电测量仪器，如低频信号发生器中，常常采用一种比电桥式振荡电路更为简单 RC移相式振荡电路，如图 4－37 所示。它是由 VT 组成的单管放大电路和接在放大电路输出端与输入端之间的三节 RC 移相网络所组成。构成这个电路的指导思想是这样的，用晶体管 VT 组成一个倒相放大电路，其输出电压对输入电压有 180°的相位差。大家知道，图中每一节 RC 电路都是相位超前的电路，相位移不超过 90°，如果用三节这样的 RC 电路，对某一频率 f_0 正好相移 180°，即可满足整个电路的相位平衡条件。将 RC 网络与放大电路接成闭合环路，电路就会产生自激振荡，输出正弦波信号电压。

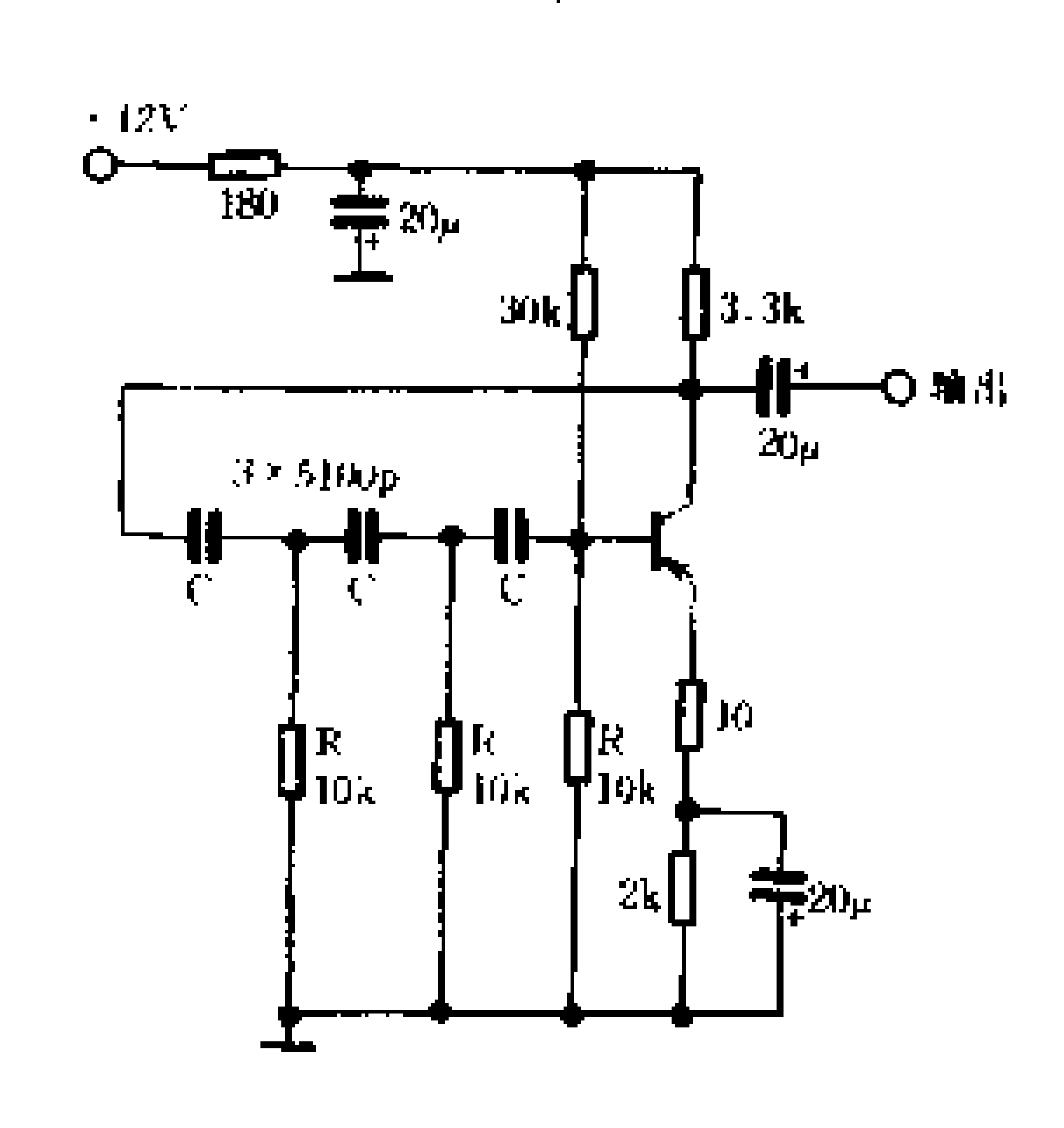


图 4－37　RC 移相式振荡电路

根据理论推导，RC 移相振荡电路的振荡频率 f_0 决定于 R 和 C 的数值，其近似关系式为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{1}{15.4RC}$$

选频网络中的任何一个电阻 R 的数值改变时，振荡频率就

会随着改变，因此有时用一个电位器代替 R 作为频率微调之用。

单节 RC 移相网络如图 4－38 所示。设 V_R 为电阻 R 两端的电压，V_C 为电容 C 两端的电压，I 为通过 C、R 电路中的电流。若以电流 I 为参考矢量，则 V_R 与 I 同相，V_C 滞后于电流 I 为 90°，V_C 与 V_R 的矢量和 V 与 I 的相位差则小于 90°（图 4－39）。三节 RC 移相网络可获得相移 180°，再加上晶体管倒相放大电路的 180°相移，就正好满足相位平衡条件。

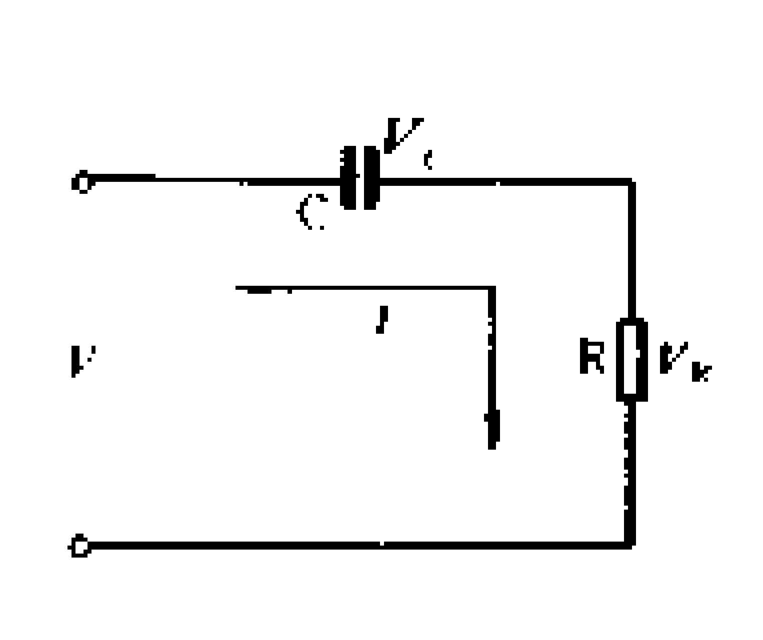


图 4－38　RC 移相网络

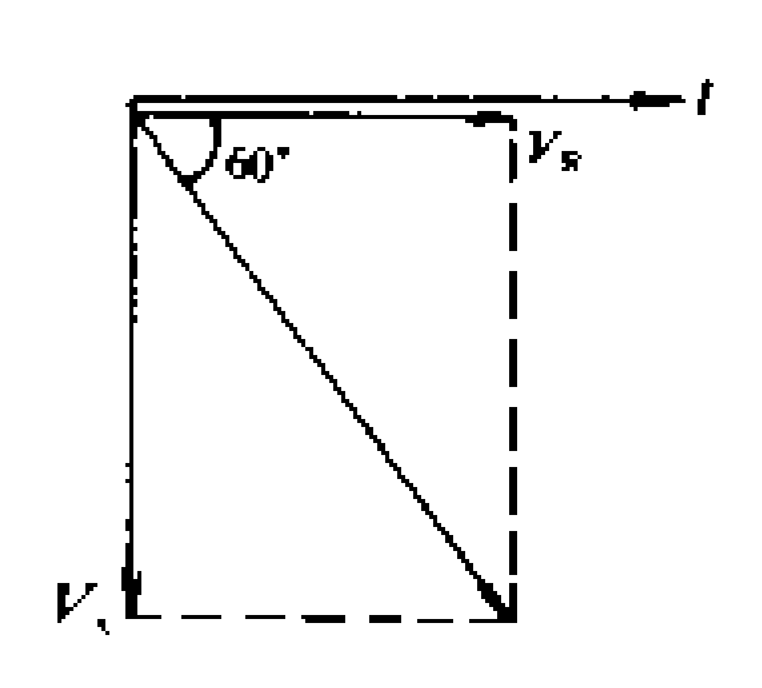


图 4－39　矢量图

理论分析结果表明，为了满足振荡电路的振幅平衡条件，晶体管的 β 值至少应为 44.5 才能起振，所以选用晶体管时应使 β＞44.5。

RC 移相振荡电路结构比较简单，使用起来也比较方便，通常用于频率固定且稳定性要求不高的场合。其频率范围可以从几赫到数百千赫。其缺点是没有负反馈电路，晶体管工作在非线性区，输出波形较差，频率稳定性不高，频率调整也不如电桥式电路方便。

第四节　石英晶体正弦波振荡电路

在本章第二节中我们着重讨论了振荡电路频率稳定度的问

题，尽管在电路选择、元器件选用、工艺安装等多方面采取措施，振荡回路的Q值仍然不能做得很高（一般为几十到二百），频率稳定度也不能高于 10^{-5} 数量级。这样的稳定度满足不了某些通信、广播、电视等设备的要求。如果采用本节介绍的石英晶体振荡电路，却可以轻而易举地使稳定度达到 10^{-7} 数量级，采取一定措施后，可达 $10^{-10} \sim 10^{-11}$ 数量级。为什么它能有如此优异的性能呢？这要从石英晶体本身的特性谈起。

一、石英晶体的基本特性与等效电路

石英晶体是硅石的一种，它的化学成分是二氧化硅(SiO_2)。自然界中的石英是六角形的晶体，把石英晶体按一定方位切下薄片，称为石英晶片（可以是正方形、矩形或圆形），然后在晶片的两个对应表面上涂敷银层，并装上一对金属板，并将其装置在支架上，再封在金属外壳或玻璃外壳中，就成为石英晶体谐振器，如图 4－40 所示。

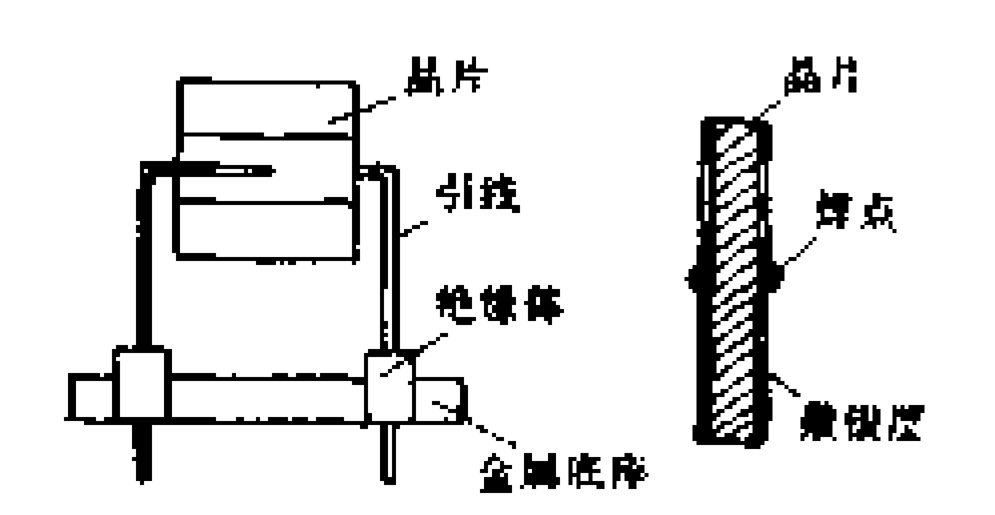


图 4－40　石英晶体谐振器的结构

石英晶片所以能做谐振器是基于它的“压电效应”。从物理学中已知，若在晶片的两个极板间施加一个电场，会使晶片产生机械变形；反之；若在两极板上施加机械力，又会在相应的方向上产生电场，这种现象称为压电效应。如果在极板间施加交变电压，就会产生机械变形振动。同时机械变形振动又会产生交变电场。一般来说，这种机械振动的振幅是比较小的，但它的振动频率则是很稳定的。当外加交变电压的频率与晶片的固有频率相等时，机械振动的振幅将急剧增大，这种现象称为“压电谐振”。

石英晶体谐振器的压电谐振现象可以用图 4－41 所示的等

效电路来模拟。图 4-41(a)所示是石英晶体在电路中的符号，中间是石英晶片，夹在两个金属膜中间，从 1、2 端看进去，相当于一个平板电容器，不工作时，它相当于一个电容 C_0，如图 4-41(b)所示，石英片相当于电容器的介质，金属膜相当于电容器的极板。C_0 的大小与晶体的几何尺寸、极板面积、引线及支架的大小有关，一般约为几皮法到几十皮法。

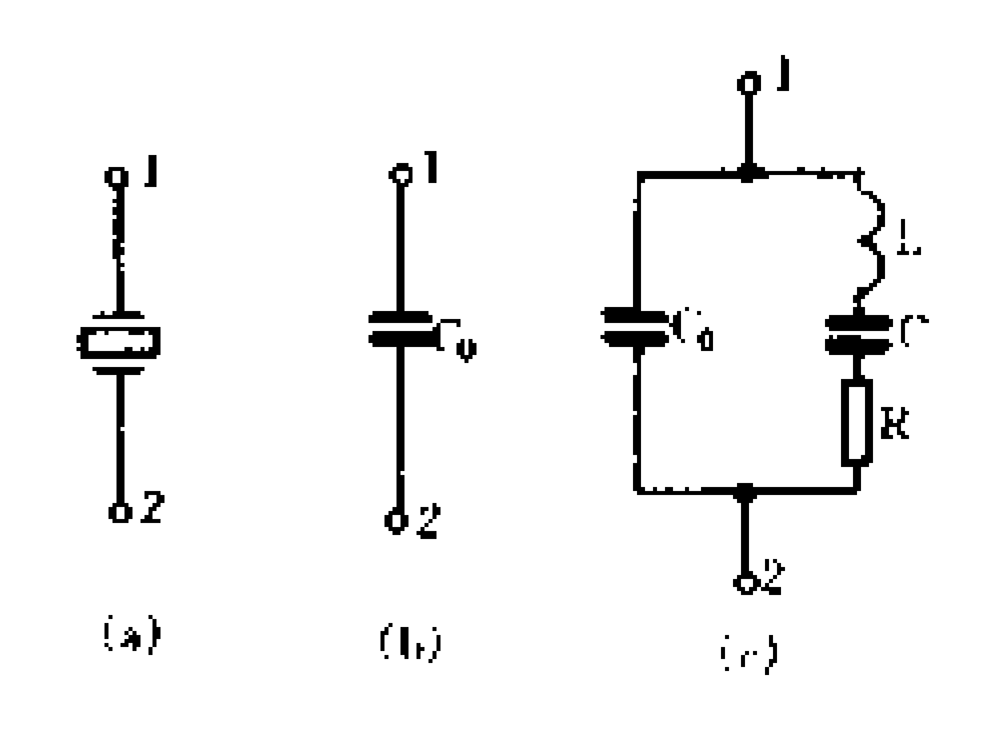


图 4-41 石英晶体的等效电路

石英晶体在电路中相当于一个 LC 谐振回路，如图 4-41(c)所示。晶体振动时有一定的惯性和弹性，分别用电感 L 和电容 C 表示。L 和 C 的数值与晶体的切割方式、晶片和电极的形状有关。一般 L 为 10^{-3}H ~ 10^2H，C 为 10^{-2}pF ~ 10^{-1}pF。等效动态电阻 R 代表晶体振动时因内摩擦而造成的损耗，一般约为几百欧。显然，石英晶体的 L/C(即质量与弹性的比值)极高，因而它的品质因数 Q 值高达 10000 ~ 500000 范围内，这是一般 LC 谐振回路根本无法与之相比的。

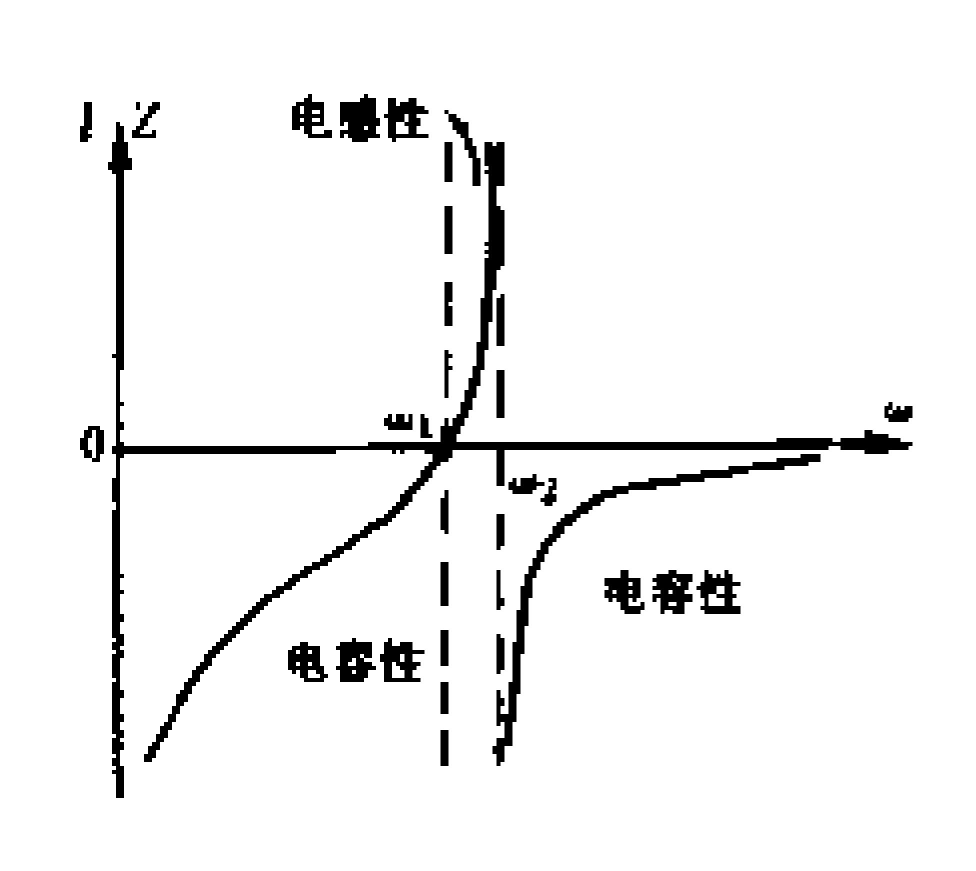


图 4-42 石英晶体的阻抗—频率特性

根据图 4-41(c)所示的等效电路，可以得到它的阻抗随频率变化的关系曲线，如图 4-42 所示。从曲线上可以看出，它有一个由串联支路形成的串联谐振频率 ω_1(或 f_1)，还有一个由 C_0 参与的并联谐振频率 ω_2(或 f_2)。由于 $C \ll C_0$，因此 ω_1 与 ω_2 极为接近，在 ω_1 与 ω_2 之间极窄的范围内，晶体呈电感

性，在此区域之外，均呈电容性。

由石英谐振器组成的振荡电路，频率稳定度很高，可达 10^{-8}/日～10^{-9}/日，甚至更高。例如，10MHz 的振荡电路，一日内的频率变化小于 0.1～0.01Hz，甚至小到 0.0001Hz。

二、石英晶体振荡电路

在实际的晶体振荡电路中，石英晶体的应用有两种情况：一种是作为振荡回路的电感元件，此时振荡电路的振荡频率接近于并联谐振频率 $f_2(\omega_2)$；另一种是作为短路元件，此时谐振频率等于或接近于串联谐振频率 $f_1(\omega_1)$。

1．并联晶体振荡电路

图 4－43(a)所示是并联晶体振荡电路，此时晶体在电路起纯电感作用，它与电容 C_1、C_2 组成电容三点式振荡电路，图 4－43(b)是它的交流等效电路。这时，晶体呈现的阻抗很大，易于产生振荡。

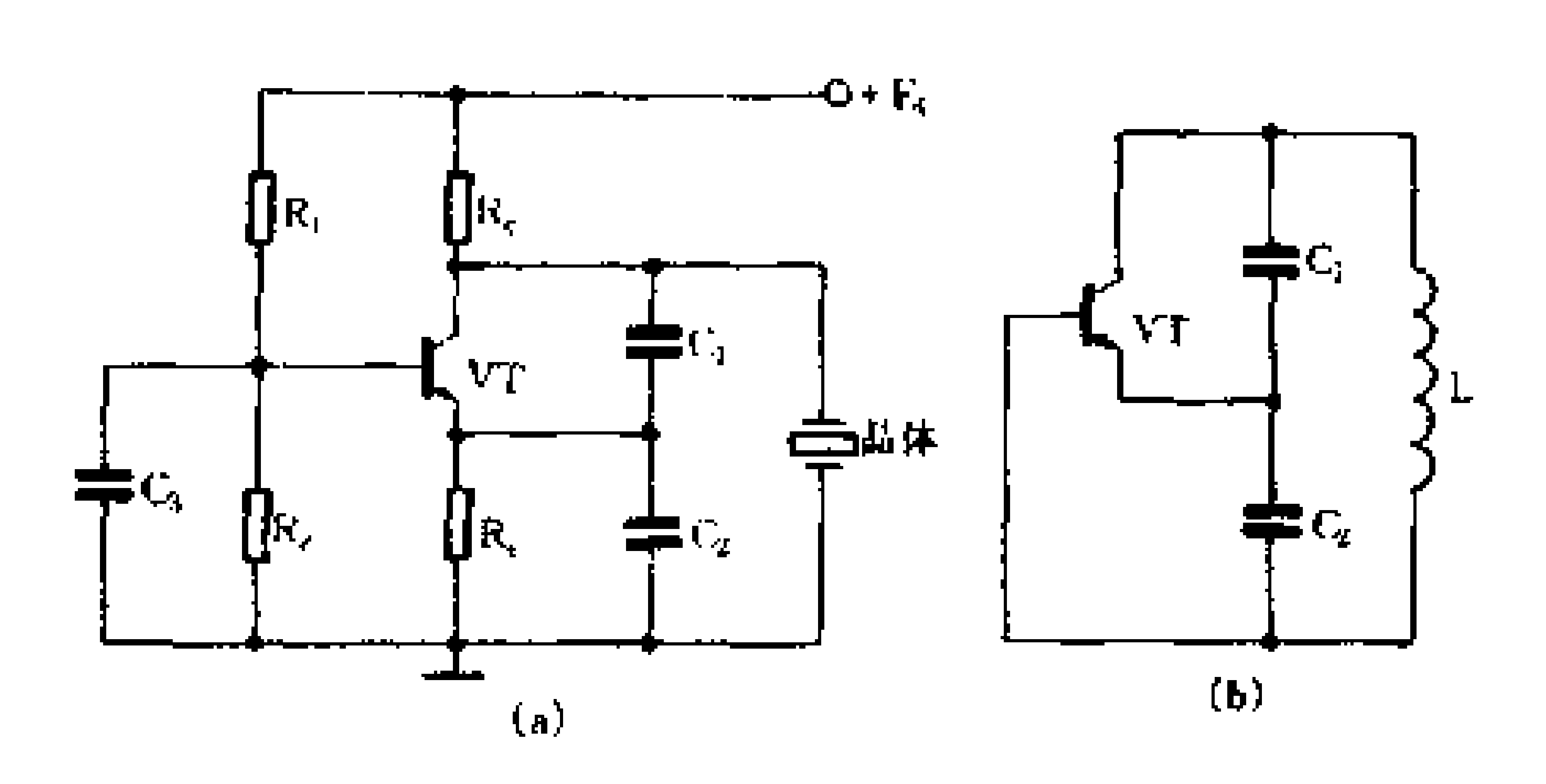


图 4－43　并联晶体振荡电路

图中，R_1、R_2、R_3 是偏流电阻，反馈回路由电容器 C_1、C_2 组成，振荡频率由谐振回路的参数(C_1、C_2、L)决定，即

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}}$$

式中,L 为工作频率 f_0 上的等效电感;C_L 为电容 C_1、C_2 串联的等效电容,即

$$C_L = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$

显然,石英晶体振荡电路的振荡频率是由石英晶体和外部电容 C_L 联合决定的。工厂出品的石英谐振器,它的标称频率是在规定的外部电容值上校正的,这个电容叫负载电容 C_L。在产品说明书上,都可以查到应配的 C_L 值。高频的石英谐振器,C_L 选用 30pF;低频的石英谐振器,C_L 选用 50pF 或 100pF。

值得注意的是,尽管振荡频率与外部元件 C_1、C_2 有关,但由于石英晶体的 Q 值很高,比普通电感的 Q 值高出几个数量级,当 C_1、C_2 发生变化时,振荡频率的变化量极小,频率稳定度很高。

2. 串联晶体振荡电路

利用 $f = f_1$ 时石英晶体呈纯电阻性、相移为零的特性构成正弦波振荡电路,如图 4-44(a)所示,图 4-44(b)所示是它的等效电路。在串联谐振频率上,石英晶体的作用相当于一个短路的耦合电容器。将图 4-44(a)的电容三点式振荡电路的振荡回路调谐到石英晶体的谐振频率上,这时石英晶体的阻抗最小,电路的正反馈最强,满足振荡条件。而对其他频率的信号,晶体的阻抗很大,正反馈很弱,电路难以起振。这种电路的振荡频率 f_0 是由石英晶体的串联谐振频率所决定的,而不取决于振荡回路。但是振荡回路的元件也不能随便选用,而应使回路的固有振荡频率 f_0 与石英谐振器的串联谐振频率一致。

图 4-45 是一种不用 LC 振荡回路的石英晶体正弦波振荡

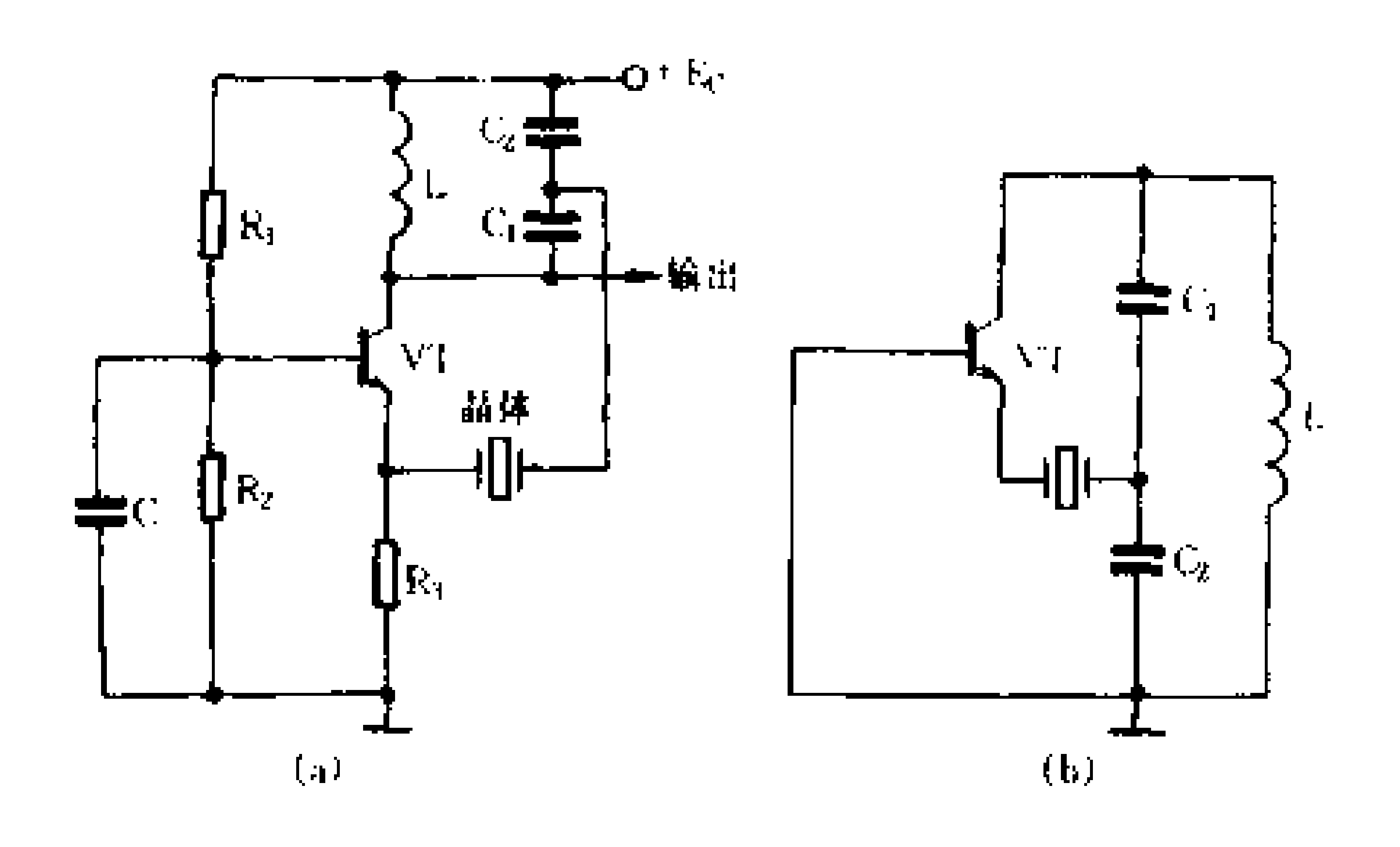


图 4－44　串联型晶体振荡电路

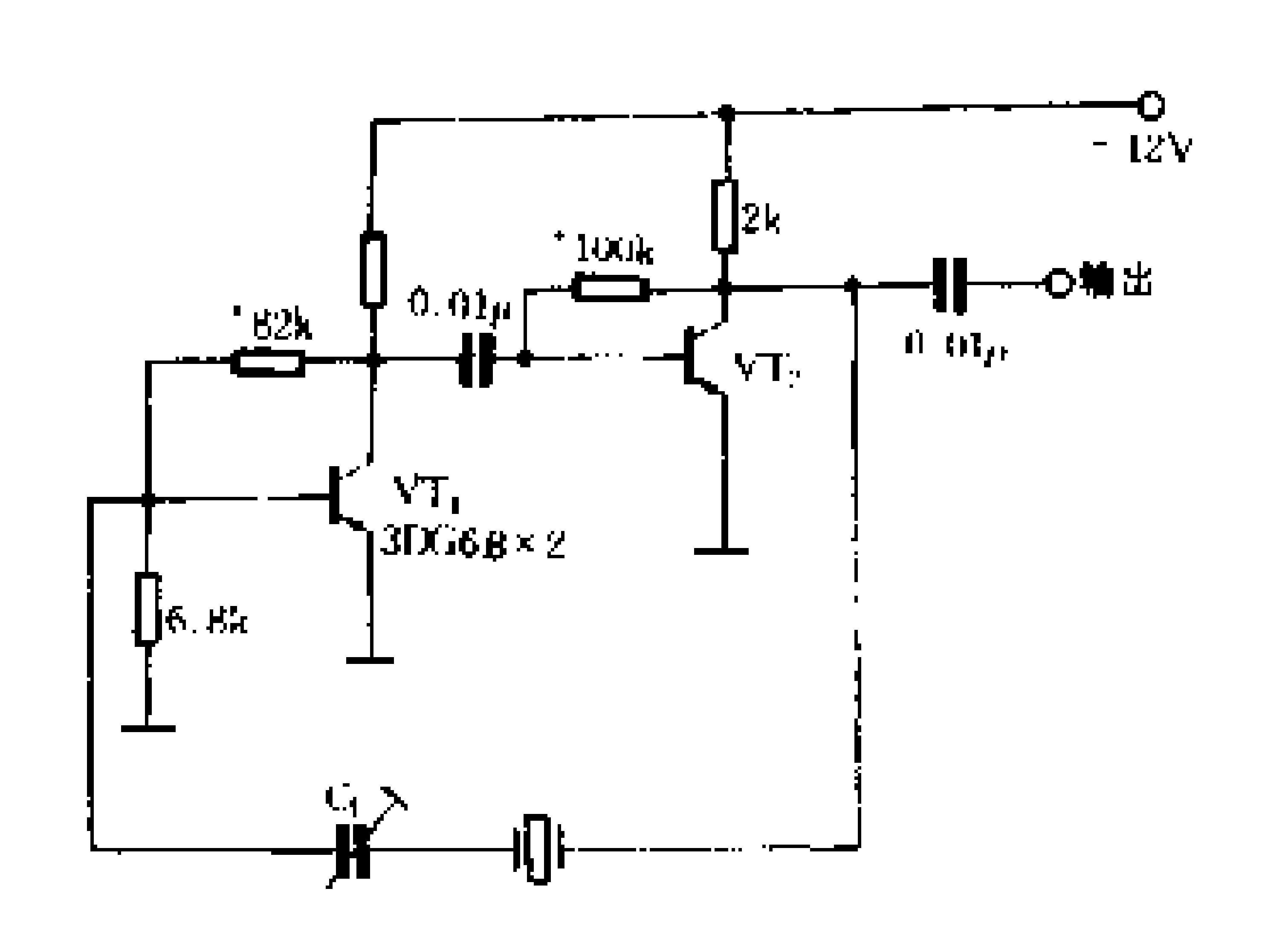


图 4－45　不用振荡回路的石英晶体振荡电路

电路。由 VT_1、VT_2 构成两级正反馈放大电路，石英晶体串接在反馈网络中作为选频元件，只有电路的振荡频率与晶体的串联谐振频率 f_1 相等时，晶体的阻抗最小，且呈电阻性，正反馈最强，满足振荡的相位平衡条件和振幅平衡条件，电路产生自激振荡。电路中引入了电压并联负反馈，用以稳定静态工作点和电

压放大倍数。

第五节 陶瓷滤波器振荡电路

上一节介绍的石英晶体振荡电路，虽然有着很高的频率稳定度，但结构脆弱、怕震动、体积较大、成本较高，因而使用范围受到了限制。陶瓷滤波器有着与石英晶体谐振器十分相似的谐振特性，完全可以仿照石英晶体振荡电路的形式，构成陶瓷滤波器振荡电路。陶瓷滤波器是一种机械滤波器，体积小、重量轻、Q值高、稳定性好、价格低、耐震动，尤其适合于小型组件和固体电路中。

一、结构和工作原理

陶瓷滤波器是由压电陶瓷材料做成的具有选频特性的二端或三端器件。目前多用锆钛酸铅陶瓷材料作为陶瓷滤波器的压电材料。陶瓷滤波器的工作原理就是基于这种陶瓷片的压电效应。

当有机械力作用于陶瓷片时，陶瓷片的两面将产生电荷，图4－46(a)所示。反之，当在陶瓷片两面加以不同极性的电压时，陶瓷片的几何尺寸也将压缩或伸张。这种现象就是压电效应。

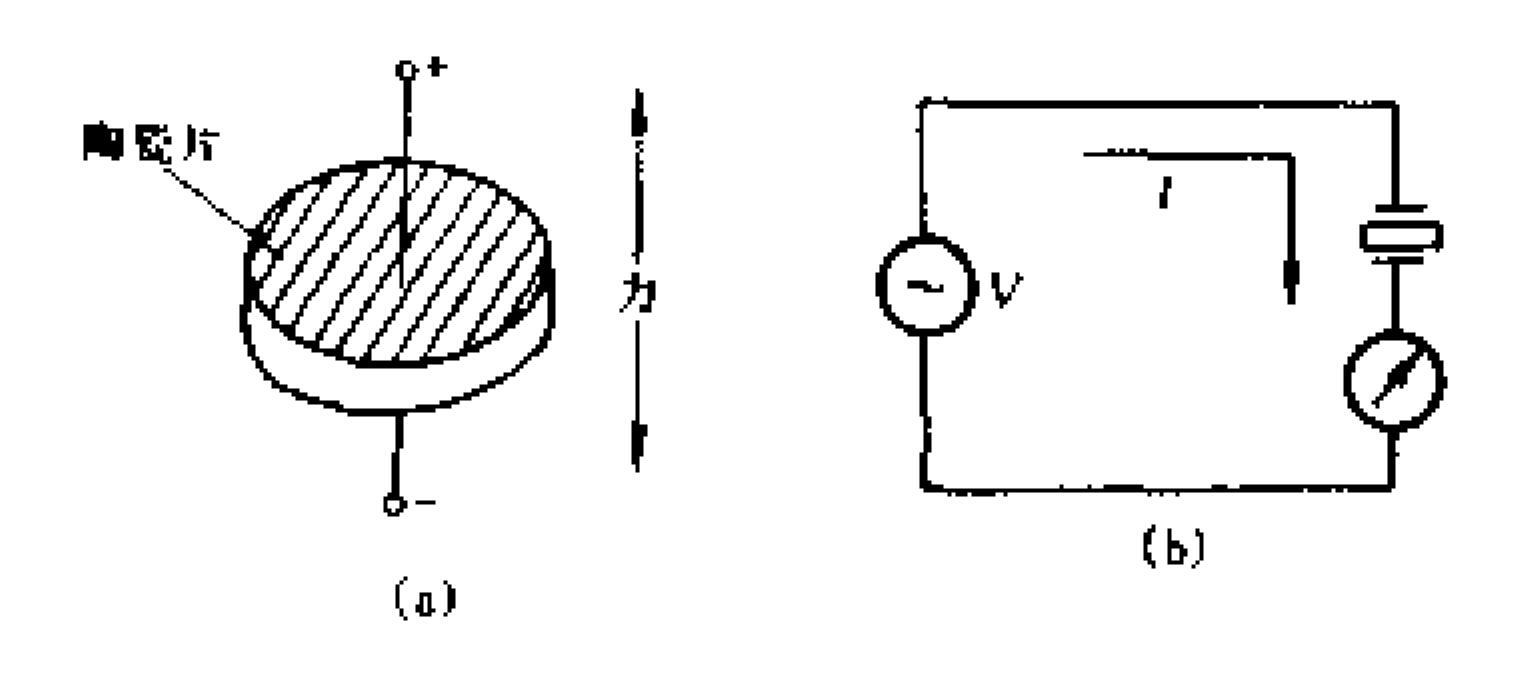


图4－46 陶瓷片的压电效应

若在陶瓷片两面加以高频交流电压时，陶瓷片将随交变信号的变化而产生机械振动，如图 4－46(b)所示。当陶瓷片的几何尺寸一定时，它本身具有一个固有的机械振动频率。当外加高频信号的频率等于陶瓷片的固有振动频率时，机械振动最强，电路中高频电流的振幅最大，这时电路中产生了谐振现象。

由此可见，压电陶瓷是一种机电换能器件，其方框图如图 4－47所示。

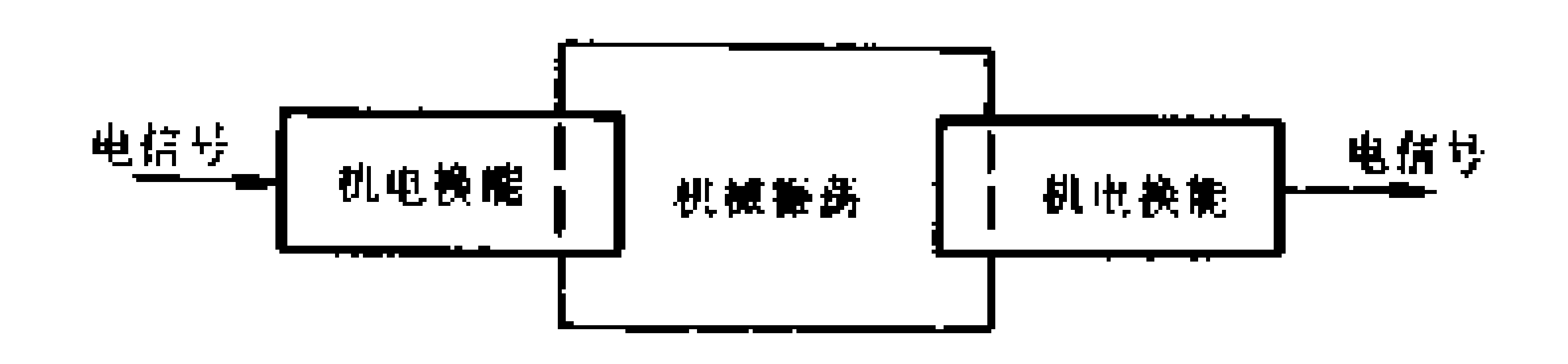


图 4－47 压电陶瓷换能作用的方框图

陶瓷片在电路中具有振荡和谐振的特性，它可以等效为一个 LC 谐振回路，如图 4－48(c)所示。图中 L 为等效电感，C 为其等效电容，R 为其等效电阻，C_0 为固有电容。

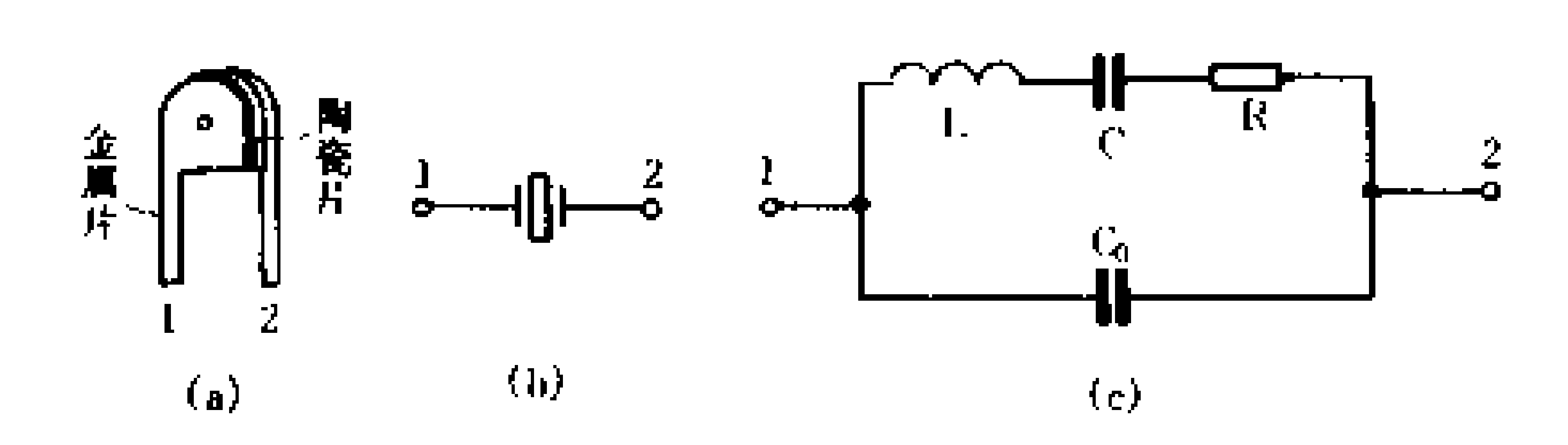


图 4－48 二端陶瓷滤波器及其等效电路

由于要从陶瓷片引出电极，一般要在陶瓷片两面加以敷银层，与此同时就形成了一个固定电容 C_0，并联于陶瓷片两端。

二、二端陶瓷滤波器

由以上分析可知，陶瓷片相当于一个谐振回路，通常称它为

谐振子。一个谐振子就可以组成一个二端陶瓷滤波器，其外形及电路符号示于图 4－48(a)和(b)中。

国产 LTX1A 型陶瓷滤波器的参数为：$f_0 = 465\text{kHz} \pm 2\text{kHz}$，谐振阻抗不大于 20Ω，选择性 465kHz ± 10kHz 时大于 6dB(分贝)。图 4－49 是二端陶瓷滤波器在频率 465kHz 附近的等效阻抗和频率的关系曲线。

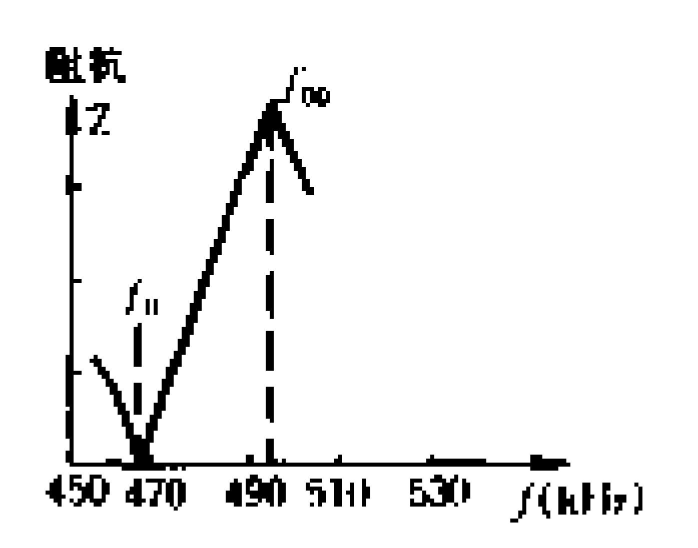


图 4－49 陶瓷滤波器 Z-f 关系曲线

从图 4－48 的阻抗—频率特性曲线可见，二端陶瓷滤波器具有两个谐振频率，一个是串联谐振频率 f_0，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

当 $f = f_0 = 465\text{kHz}$ 时，等效阻抗最小，陶瓷谐振子产生串联谐振。另一个是并联谐振频率 f_{00}，即

$$f_{00} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{CC_0}{C + C_0}}}$$

当 $f = f_{00} = 465\text{kHz}$ 时，等效阻抗最大，陶瓷谐振子产生并联谐振。

应用二端陶瓷滤波器的上述阻抗特性，可以做成如图 4－50(a)所示的中频放大电路。在电路中，陶瓷谐振子代替了射极旁路电容器。当输入信号频率等于二端陶瓷滤波器的串联谐振频率 465kHz 时，它的阻抗最小，可认为晶体管的发射极被二端陶瓷滤波器短路接地，电路没有负反馈，放大电路的增益最大。当输入信号偏离 465kHz 时，二端陶瓷滤波器等效阻抗增大，对发射极不起旁路作用，电路具有负反馈，电压增益明显下降。由此可见，这种放大电路具有选频作用。

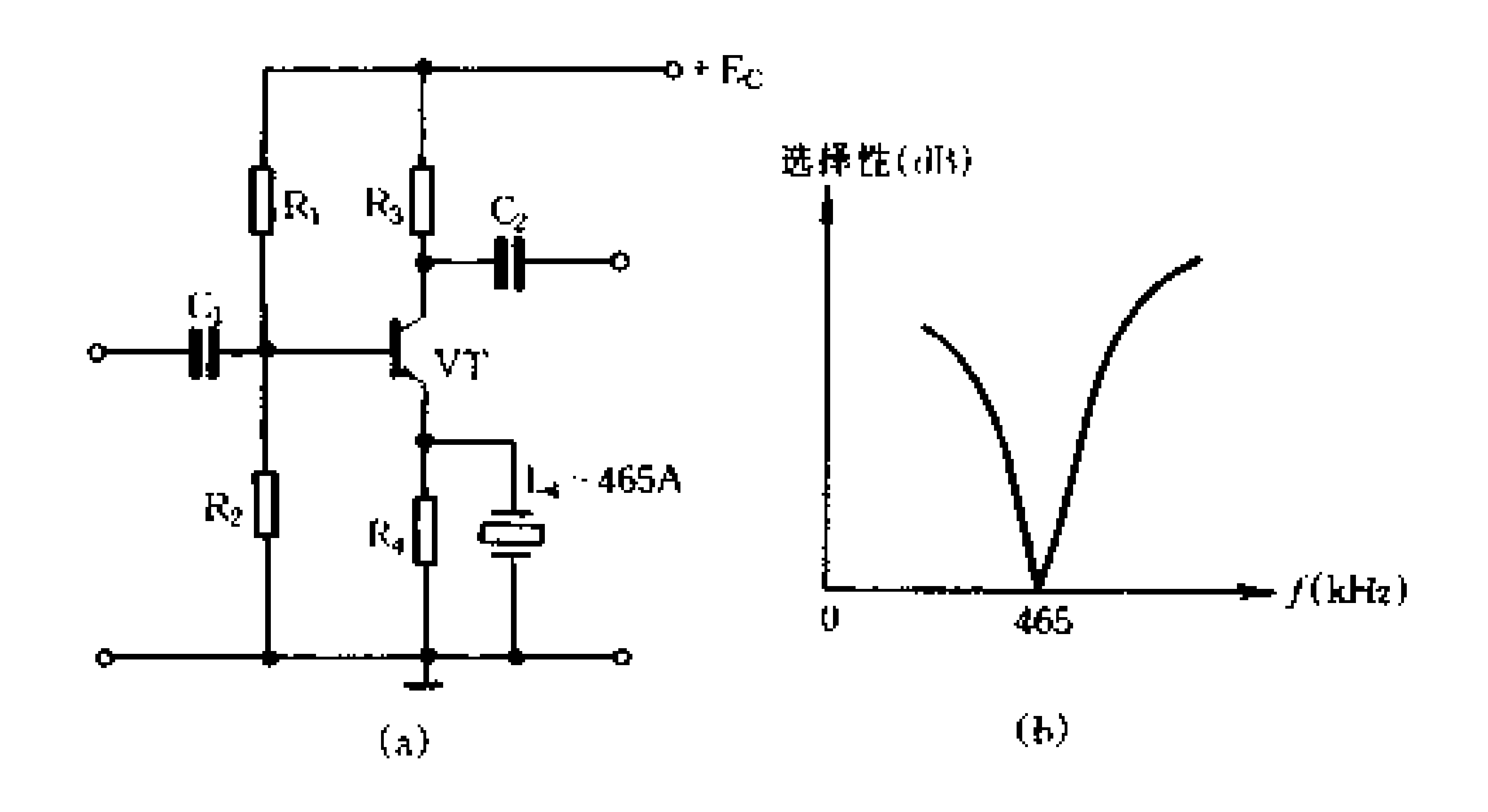


图 4-50　具有陶瓷滤波器的中频放大电路

在晶体管收音机中，二端陶瓷滤波器常配合中频变压电路共同使用，以提高中频放大电路的选择性。

三、三端陶瓷滤波器

利用将陶瓷片单面分割成为两个电极的方法，如图 4-51(a)所示，并从其中引出输入端 1 和输出端 2，就制成了三端陶瓷滤波器。图 4-51(c)所示为三端陶瓷滤波器的等效电路。其中 L、C 和 R 与图 4-48(c)中二端陶瓷滤波器的等效电路相同，C_{01}和 C_{02}分别为输入端和输出端的固有电容。

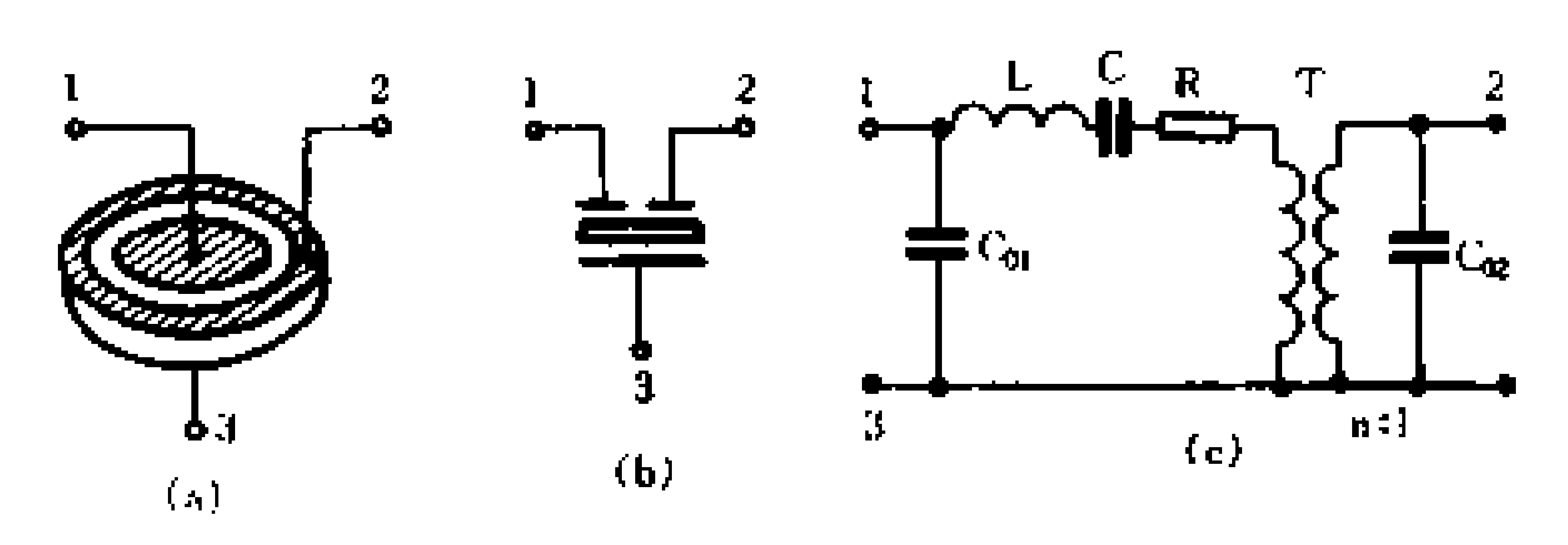


图 4-51　三端陶瓷滤波器及其等效电路

当在输入端1、3之间加入输入信号时，若信号频率 f 等于陶瓷片的串联谐振频率 f_0 时，输入电路即产生串联谐振。陶瓷片在 f_0 频率上做机械振动，由于压电效应，这个机械振动将在陶瓷片的输出电极上转化成电压的变化，于是在输出端将输出频率为 f_0 的电压。由此可见，在三端陶瓷滤波器中，输入电路选出的信号是通过机械振动转换成电信号而耦合到输出端的，这种耦合方式在电路上可等效为一个变压器T，变压比 n 决定于输入电极和输出电极的面积比。n 可近似为

$$n^2 = \frac{C_{01}}{C_{02}}$$

如果 $C_{01} = C_{02}$，则 n 大致等于1，可以做成对称输入和输出的滤波器，输入和输出阻抗相同。

国产3L465型三端陶瓷滤波器的 $f_0 = 465\text{kHz} \pm 1.5\text{kHz}$，通常宽度约为11kHz，输入损耗很小，约为0.45dB。

利用三端陶瓷滤波电路代替中频变压器的中频放大电路，如图4－52所示。

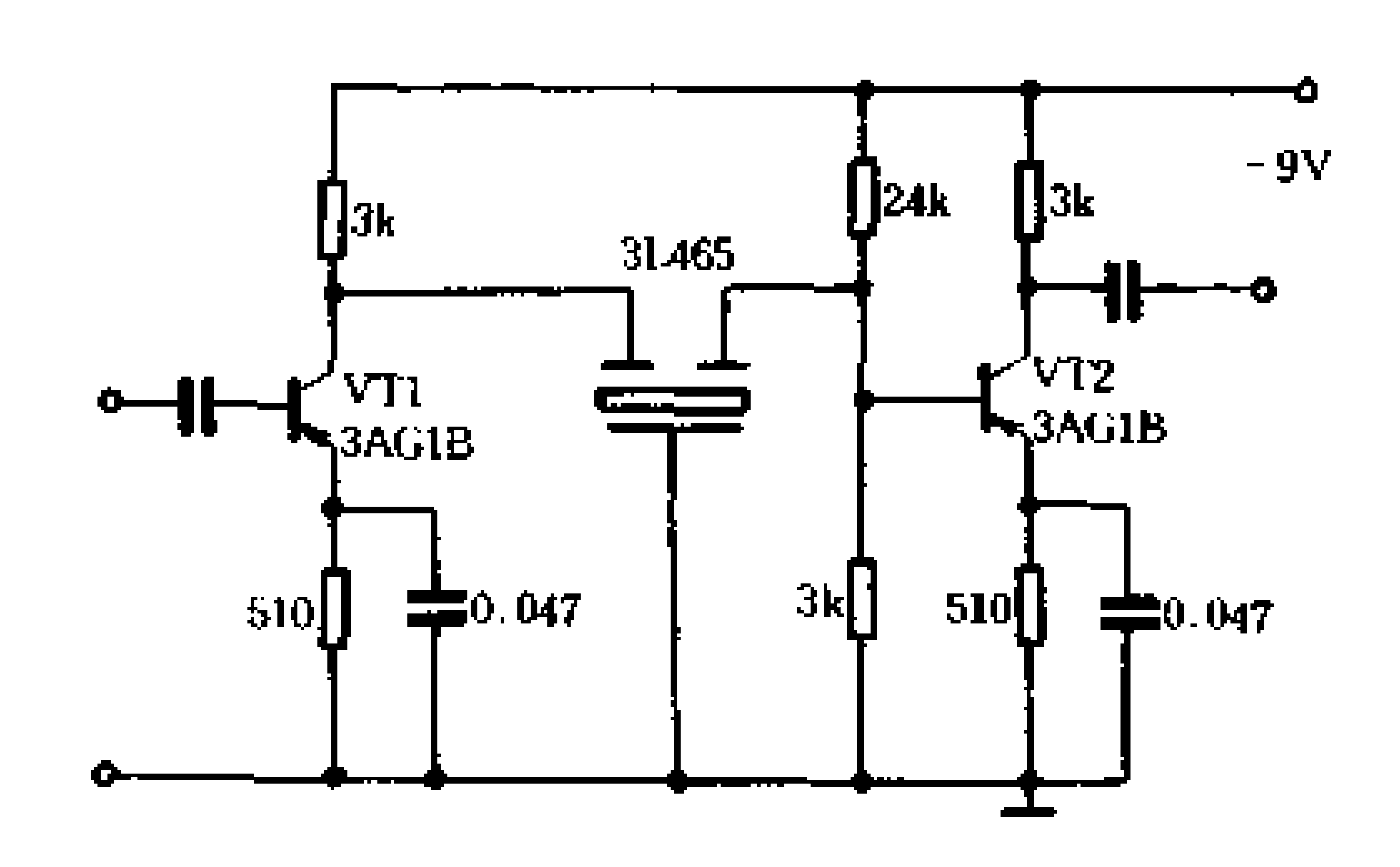


图4－52　三端陶瓷滤波器组成的中频放大电路

第六节　正弦波振荡电路实例分析

本章介绍了无线电设备中常用的几种正弦波振荡电路，比较详细地分析了电路的工作原理和电气特性。但是无线电爱好者面对一些整机电路图中的振荡电路往往会感到困惑，分辨不清电路的结构类型和元件在电路中的作用。为此，在读者了解了上述各种振荡电路原理的基础上，再列举一部分电路实例进行分析，以期进一步提高阅读工程电路图的能力。

一、LC 正弦波振荡电路实例分析

1. 熊猫牌 802 型收音机本机振荡电路

图 4－53 是熊猫牌 802 型半导体收音机中的本机振荡电

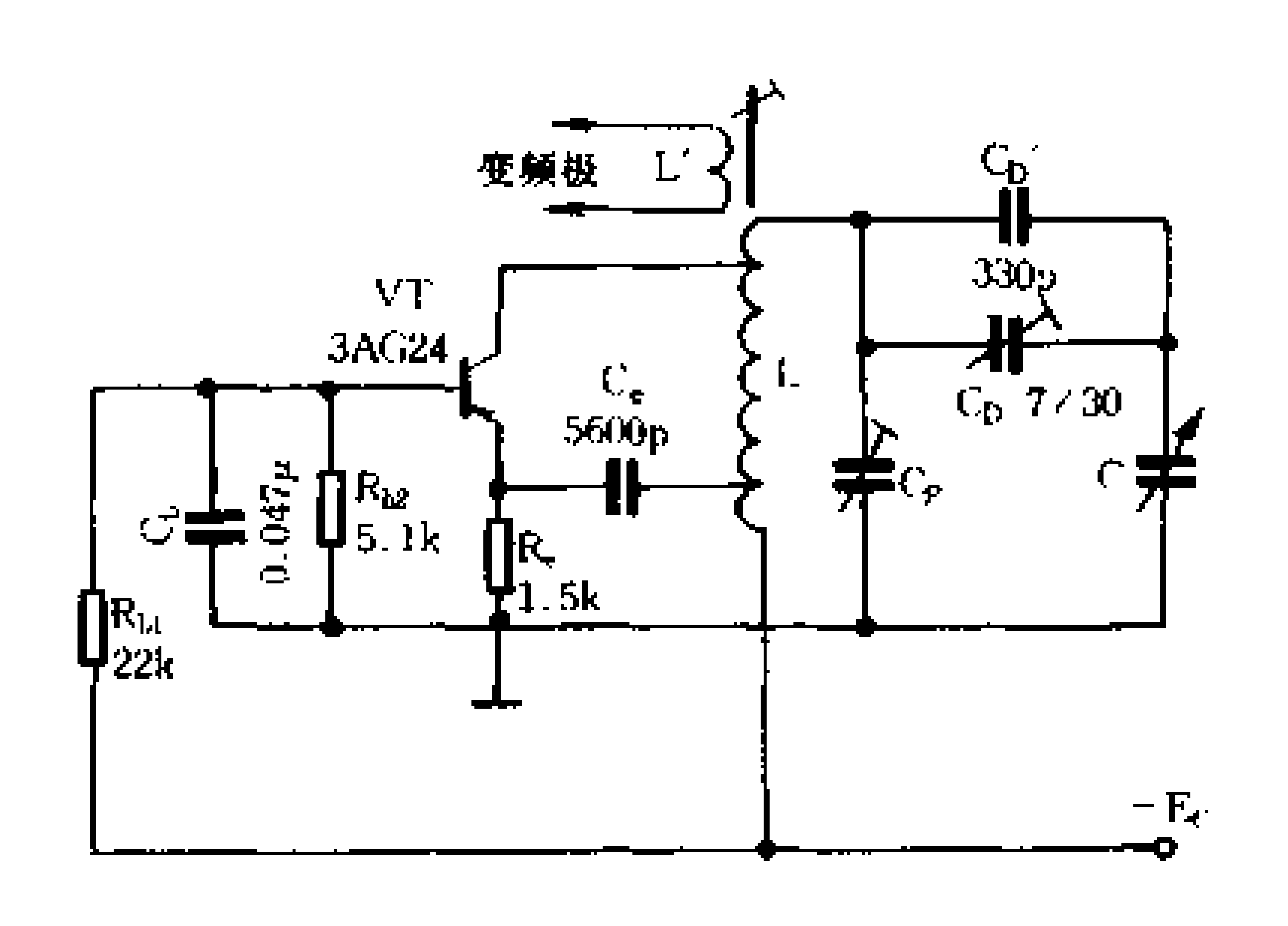


图 4－53　熊猫牌 802 型收音机本振电路

路。图中，振荡管 VT 接成共基极组态，LC 振荡回路由电感线圈 L、可变电容器 C、电容器 C_D'、半可变电容器 C_D 和 C_P 组成。

C_D 和 C_P 是为频率覆盖和统调而接入的微调电容器。电感线圈 L 上有两个抽头，用以减少振荡管和负载对振荡回路的影响，提高频率稳定度和电路的负载能力，所以它是一种改进的电感三点式振荡电路（参见本章第三节图 4-28）。R_{b1}、R_{b2} 是分压式偏置电路，它们与发射极电阻 R_e 配合，稳定了晶体管的静态工作点，C_b 是使晶体管工作于共基极组态的基极旁路电容。电路的振荡信号经 L 与 L′ 的互感耦合输出到变频级。本电路的交流等效电路示于图 4-54。

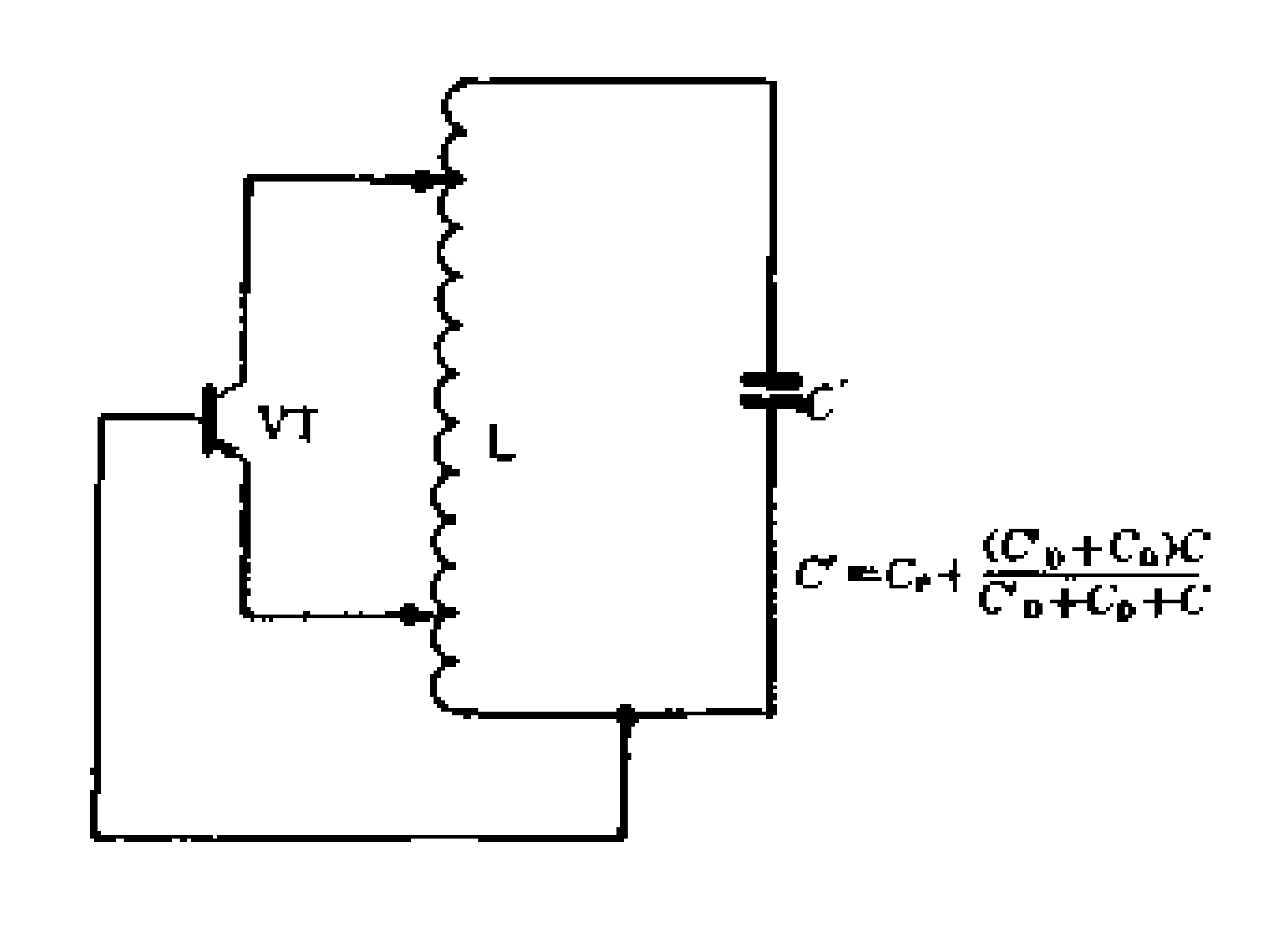


图 4-54 交流等效电路

2．录音机中的偏磁振荡电路

图 4-55(a) 所示是一种交流偏磁录音机中的偏磁、消磁振荡电路。图中，虽然接入了变压器 T，却是一个电感三点式振荡电路。需要注意的是，变压器次级的电容器 C_1、C_2 折合到次级

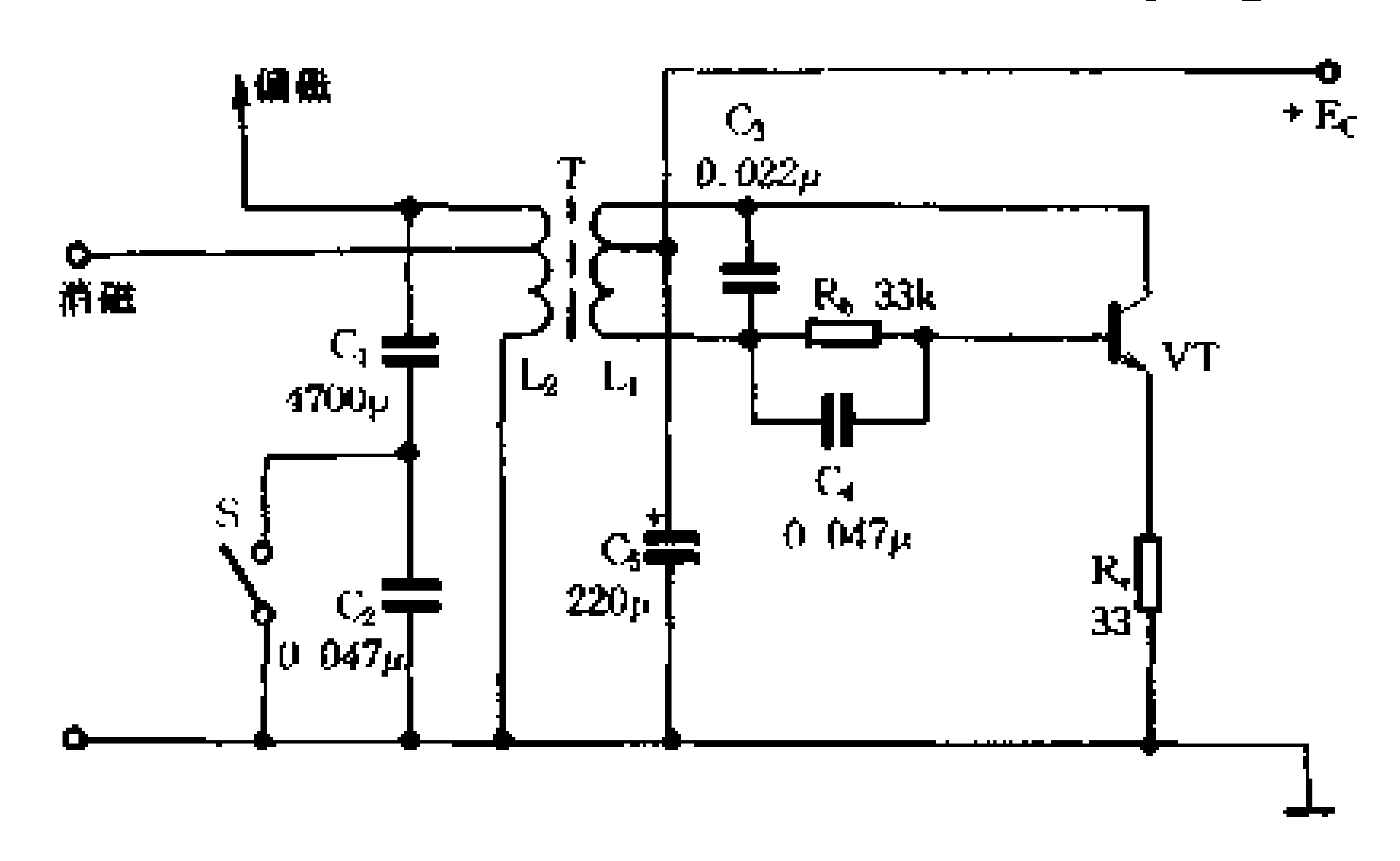


图 4-55 录音机中的偏磁振荡电路

与电容器 C_3 并联组成振荡回路的等效电容 C，L_1 为振荡回路的电感线圈。C_4、C_5 对交流短路，R_b 是晶体管 VT 的偏流电阻。

3. 黑白电视机高频头中的本机振荡电路

图 4－56(a)所示是某黑白电视机中甚高频调谐器中的本机振荡电路，图 4－56(b)所示是它的交流等效电路。

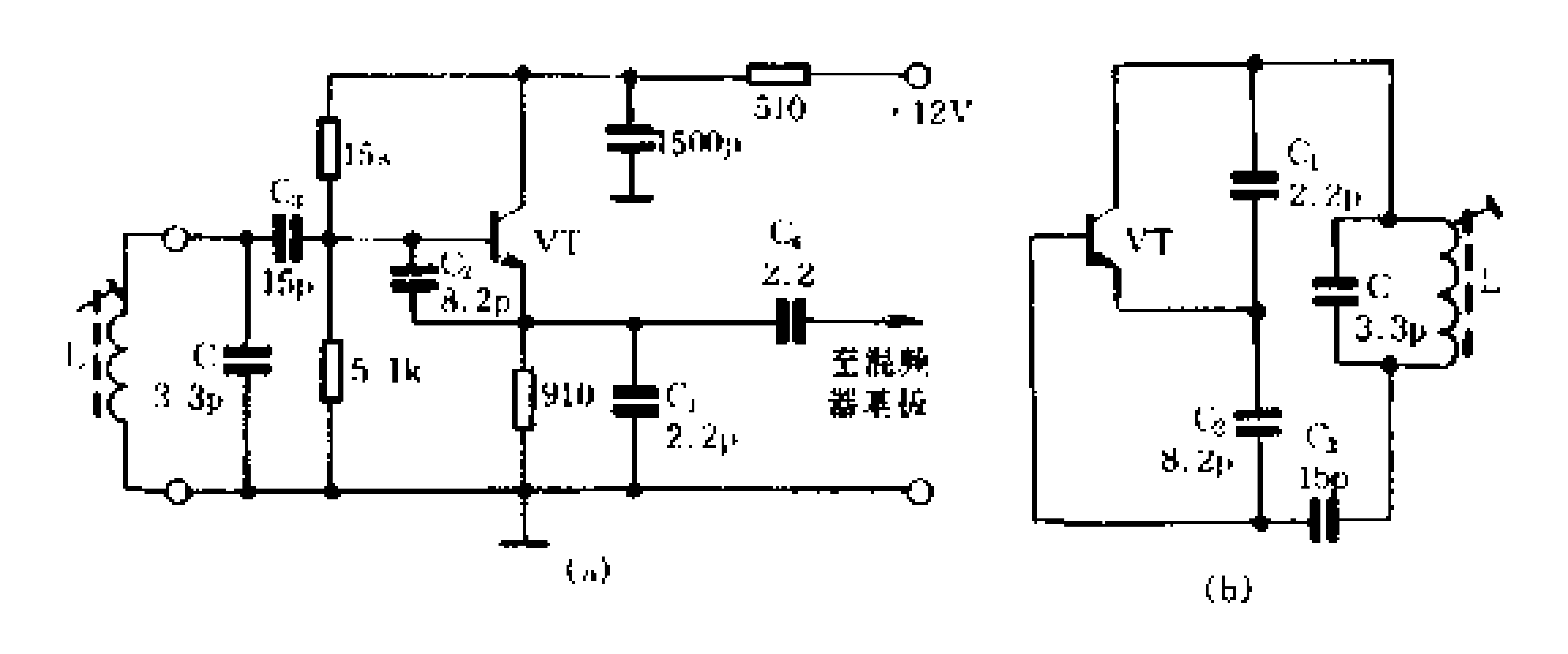


图 4－56 高频头中的本机振荡电路

大家知道，黑白电视机第 12 频道使用 250MHz 的甚高频，所以振荡管 VT 集电极交流接地，成为共集电极组态，振荡信号由 VT 的发射极输出。振荡电路的选频网络由电感 L、电容器 C、C_1、C_2 和 C_3 共同组成，它们与晶体管 VT 接成电容三点式锡拉振荡电路(参见本章图 4－26)。图中，C_4 是输出高频耦合电容器，C_5 是高频旁路电容器。R_1、R_2 和 R_e 是稳定工作点的偏置电阻。振荡回路的总电容(等效电容)为

$$C = C + \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

电路的振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

4．调频高频头 AN7213 集成芯片中的本机振荡电路

图 4－57(a)所示是调频高频头 AN7213 集成芯片中的本机

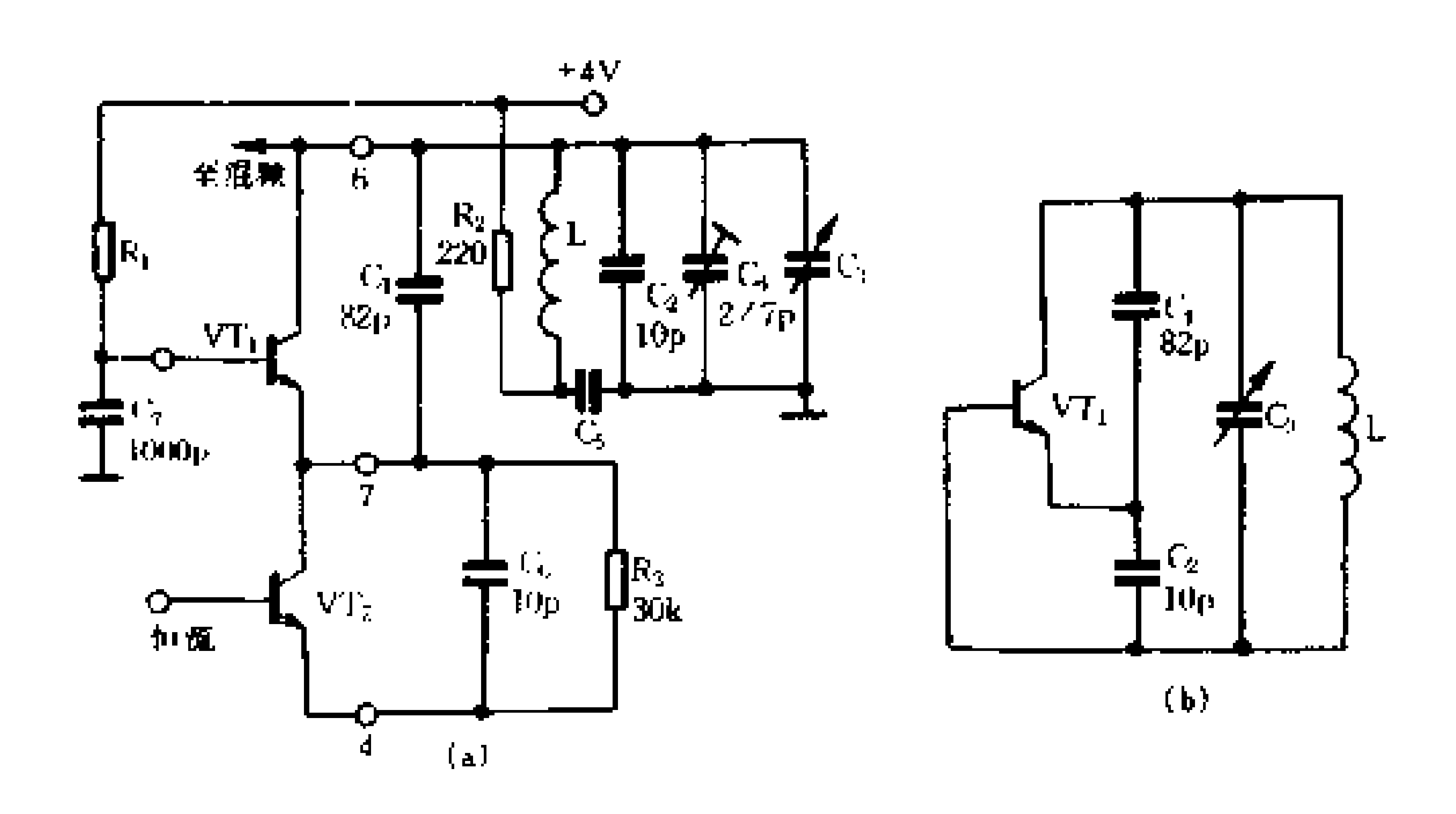


图 4－57 AN7213 芯片中的本振电路

振荡电路，图 4－57(b)所示是它的交流等效电路。图中，VT_1 是振荡管，接成共集极组态（C_1 交流接地），VT_2 是晶体管恒流源，用以向 VT_1 提供静态工作电流。C_3 与 L 组成振荡回路，C_1、C_2（外接）是正反馈网络，用以构成电容三点式振荡电路，C_5 是耦合电容，对交流可视为短路。此电容容易起振，振荡信号波形较好。振荡频率约为 90MHz～120MHz，由可变电容器 C_3 调节。振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中，回路等效电容为

$$C = C_3 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

5．袖珍信号发生器电路

图 4－58 所示的袖珍信号发生器可以输出频率和幅度可调

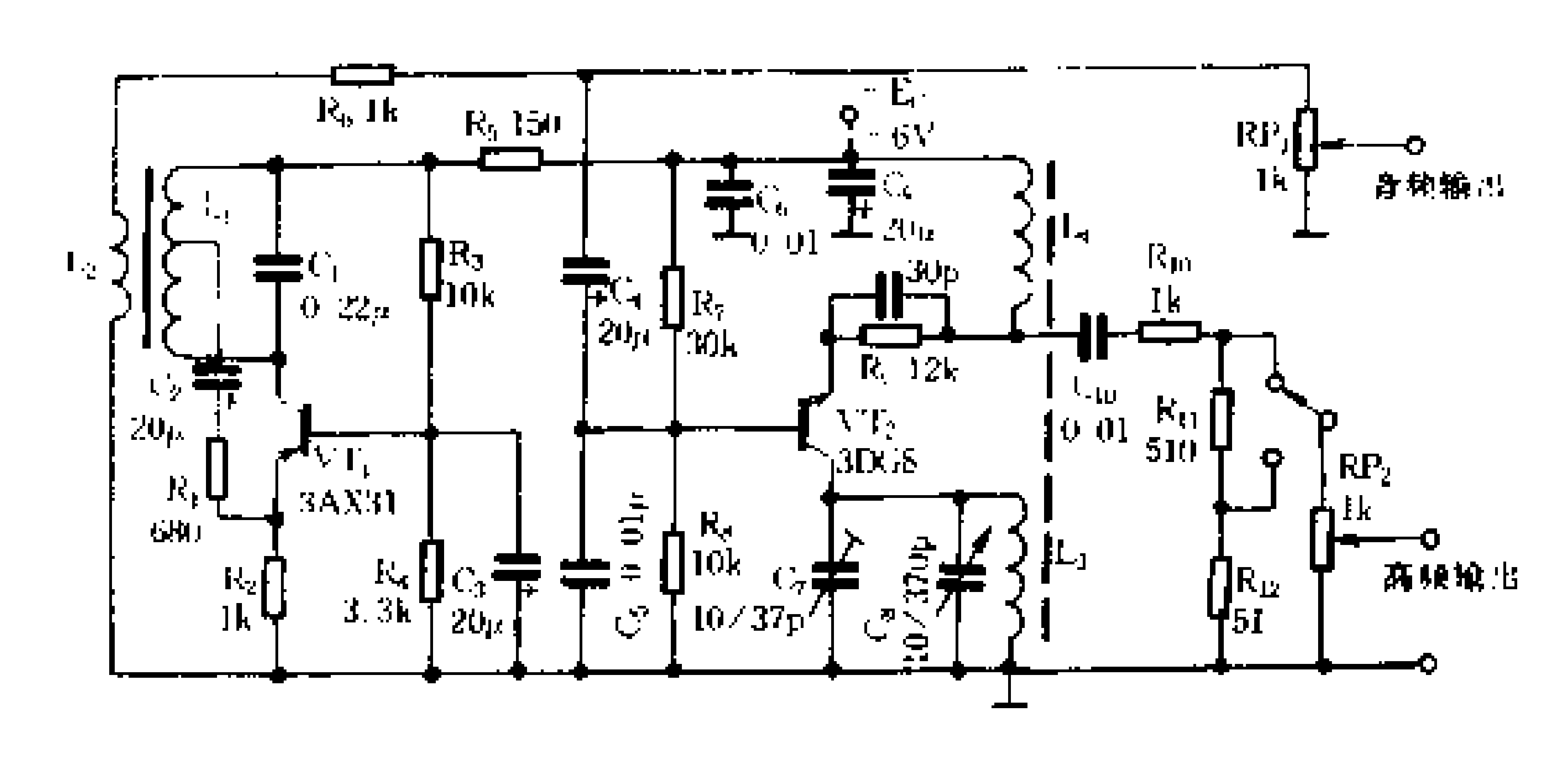


图 4－58　袖珍信号发生器电路图

的高频调幅波，还可以输出 1kHz 的低频正弦信号。图中，晶体管 VT_1 与 L_1、C_1 振荡回路组成共基极组态的电感三点式振荡电路（R_1 可用来调节反馈量），可以产生 1kHz 固定频率的正弦信号，通过 L_2 与 L_1 之间的互感耦合，作为声频信号输出。电位器 RP_1 用来均匀调节声频信号输出的幅度。

晶体管 VT_2 和振荡回路 L_3、C_7、C_8 构成共基极组态变压器耦合式 LC 振荡电路，L_4 为反馈线圈。利用波段开关将高频谐振回路进行转换（图中未画出），可以得到几百千赫到几十兆赫的高频振荡信号。可变电容器 C_8 用来均匀调节各挡的频率。由于 VT_1 产生的 1kHz 声频信号通过耦合电容 C_4 加到 VT_2 管的基极，故 VT_2 管产生的高频等幅正弦波受到 1kHz 声频信号的调制，使高频振荡幅度随 1kHz 声频信号而改变，于是从 VT_2 发射极输出高频调幅波信号。C_{10} 为隔直流电容器，电阻 R_{10}、R_{11}、R_{12} 组成衰减器，电位器 RP_2 用来均匀调节高频输出的幅度。

二、RC 正弦波振荡电路实例分析

1. 1kHz RC 移相振荡电路

图 4－59 所示是晶体管交流参数测试仪中的 RC 移相振荡

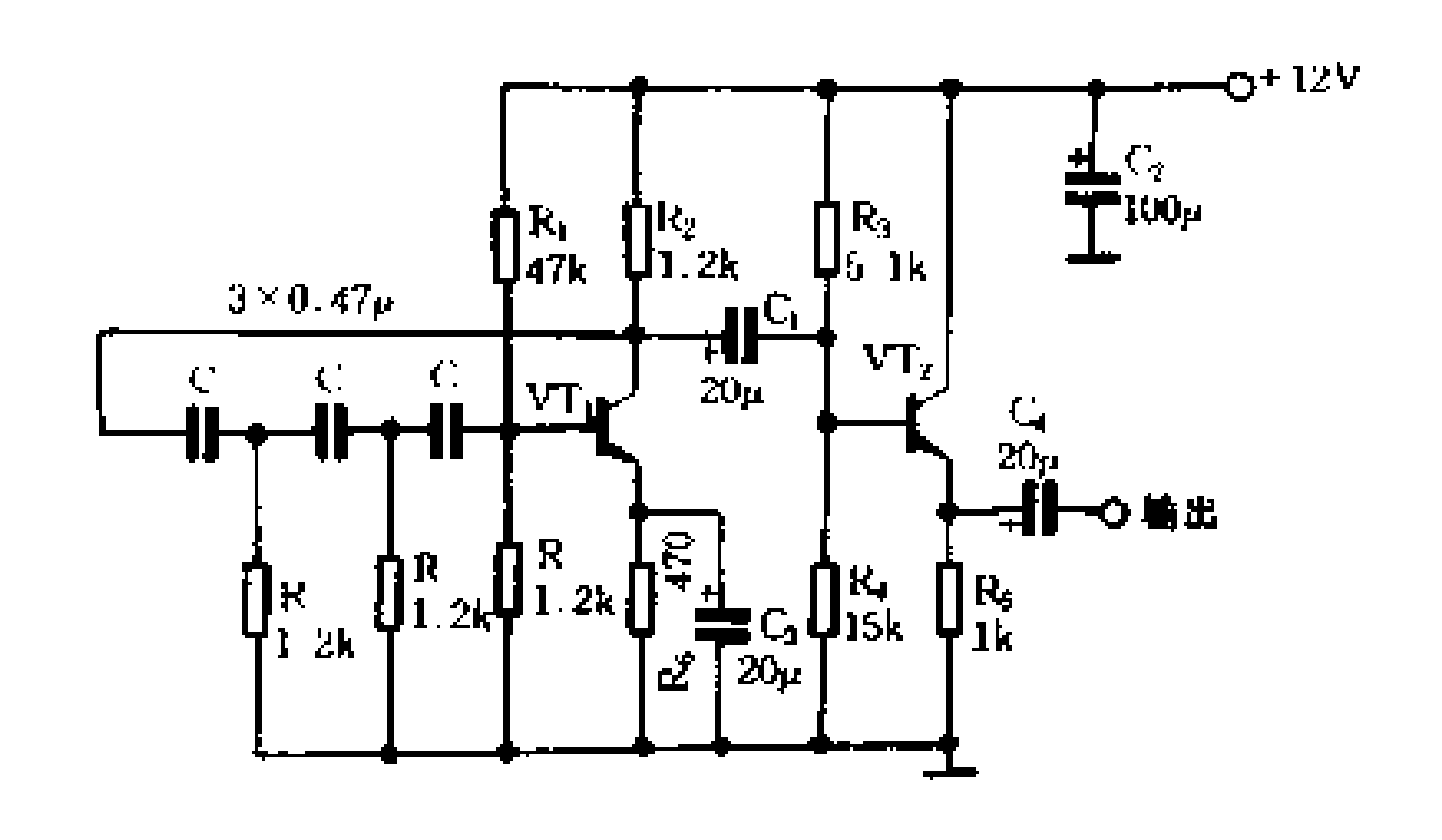


图 4-59 1kHz RC 移相振荡电路

电路，振荡频率 $f_0=1\text{kHz}$。图中 VT_1 与三节 RC 移相网络组成移相振荡电路。VT_2 为射极输出器，起隔离作用，可减小负载对振荡电路的影响，VT_2 的集电极与基极之间的 100pF 电容器用以防止可能出现的高频自激振荡。

2. 复合管 RC 桥式振荡电路

图 4-60 所示是一个复合管 RC 桥式振荡电路的实例。图

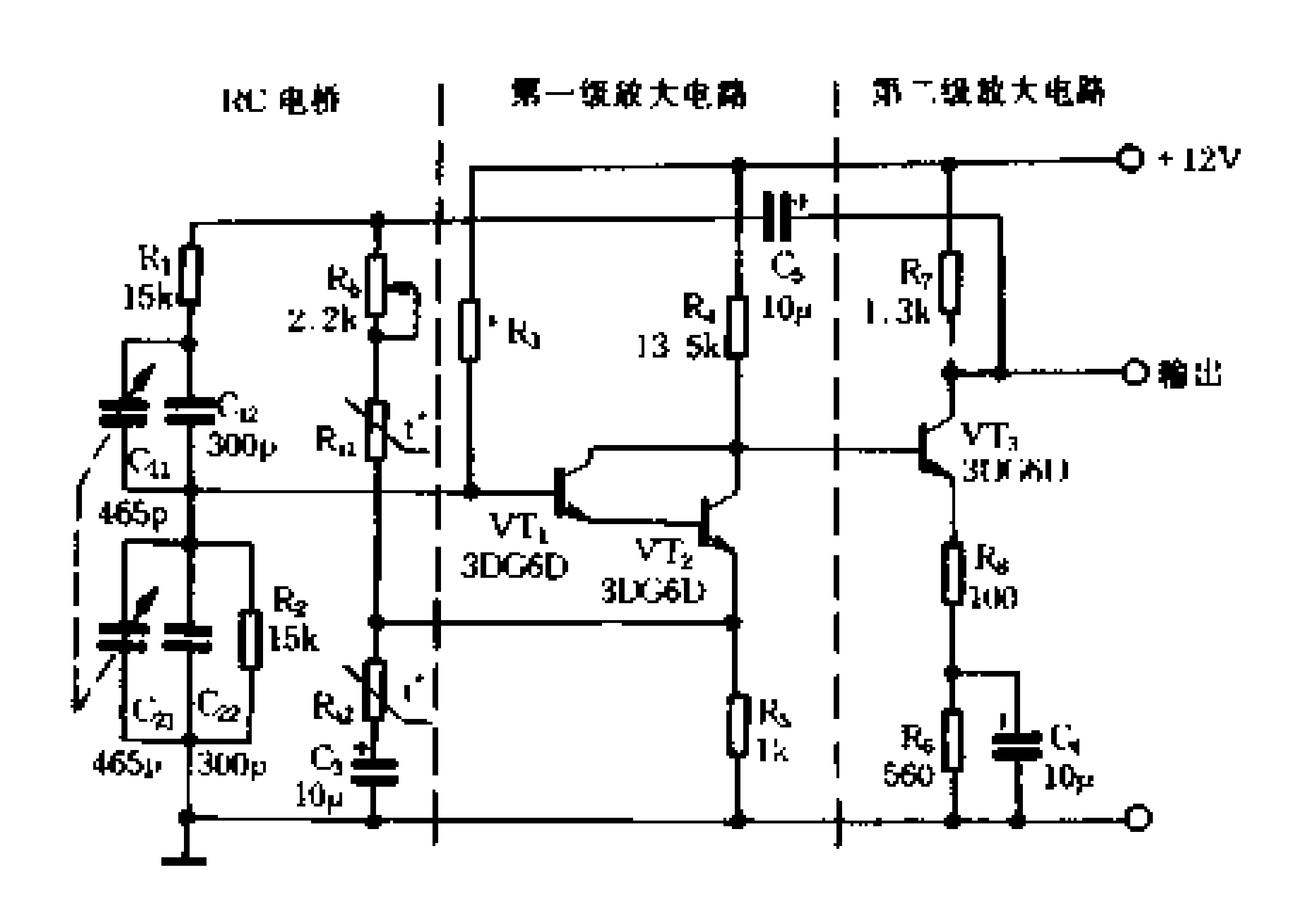


图 4-60 复合管 RC 桥式振荡电路

中，虚线左边为 RC 电桥，串联在负反馈电路中的电位器 RP，用来调节反馈量的大小，C_3 为隔直流电容器。C_{11} 与 C_{21} 是双连可变电容器，用于改变振荡频率。本电路振荡频率为(15～23) kHz。

第一级放大电路采用了复合管 VT_1、VT_2，用以提高输入阻抗和放大倍数。第二级放大电路与第一级直接耦合，在 VT_2 的集电极取得输出信号，并经耦合电容器 C_5 反馈到 RC 电桥。

三、石英晶体振荡电路实例分析

1. 5MHz 高稳定度石英晶体振荡电路

图 4－61 所示是 ZGU－5 型 5MHz 高稳定度石英晶体振荡电路的电原理图及交流等效电路。

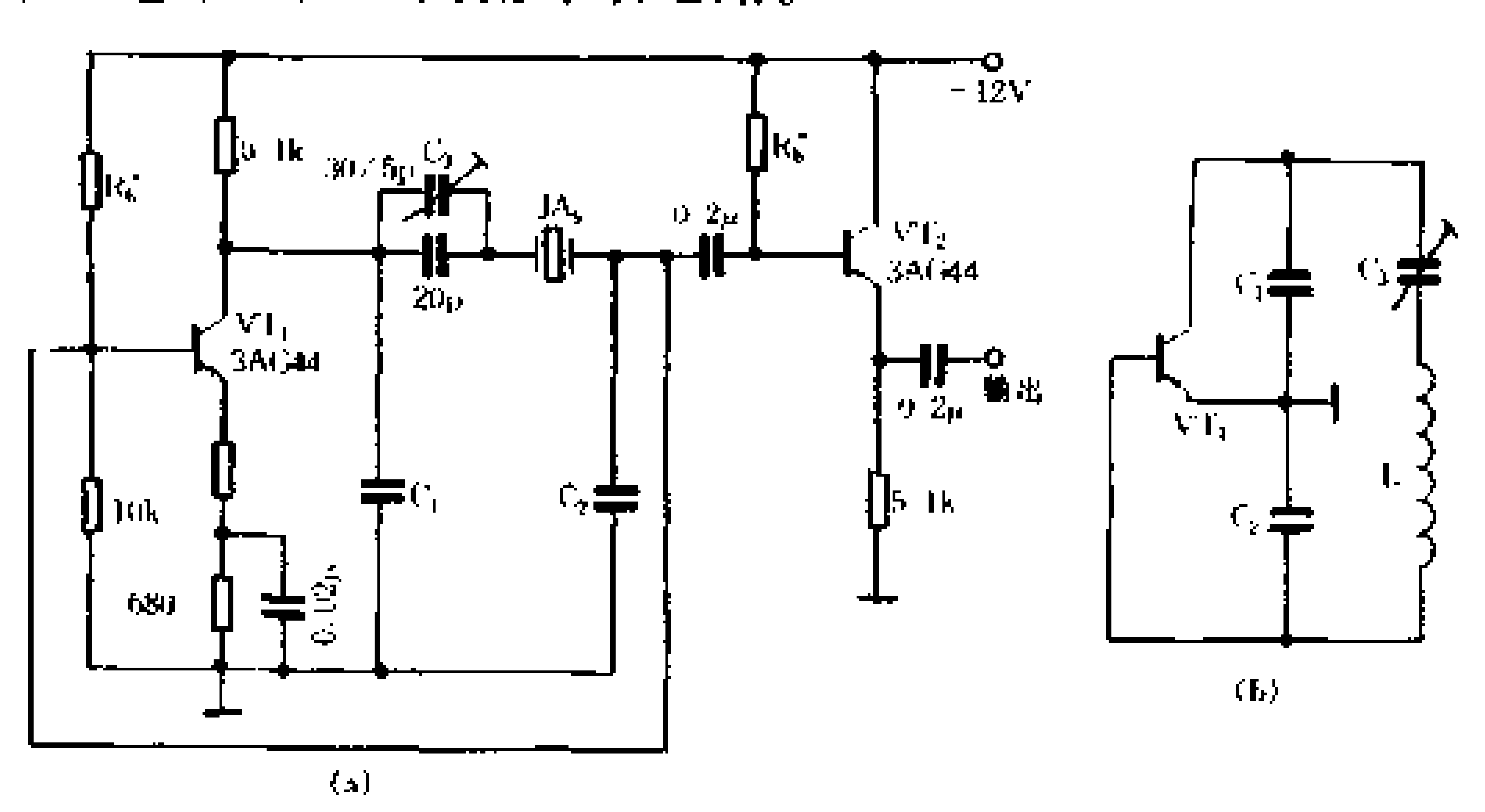


图 4－61　5MHz 高稳定度石英晶体振荡电路

晶体管 VT_1 与石英谐振器及电容 C_1、C_2、C_3 组成电容三点式振荡电路。石英晶体在电路中相当于一个电感 L，它工作于并联谐振状态，C_3 用来进行频率微调，C_1、C_2 组成正反馈网络。VT_2 组成射极输出器，使负载与振荡电路隔离，提高频率稳定

度。

2. 9kHz 石英晶体振荡电路

图 4－62 所示是 9kHz 石英晶体振荡电路，它属于串联型晶体振荡电路。VT_1 是以 LC 振荡回路为负载的共发射极放大电路，回路谐振于 9kHz。用 LC 振荡回路代替集电极负载电阻，可以获得较好的正弦波形。振荡电压从第二级放大电路的发射极输出。石英晶体与半可变电容器 C_4 串联构成正反馈网络，石英晶体对 9kHz 振荡信号可近似视为短路，此时正反馈最强，电路能够产生自激振荡，对偏离 9kHz 的信号则呈现很大的阻抗并产生相移，电路不能产生自激振荡。微调 C_4 可以校正振荡频率到标称值。

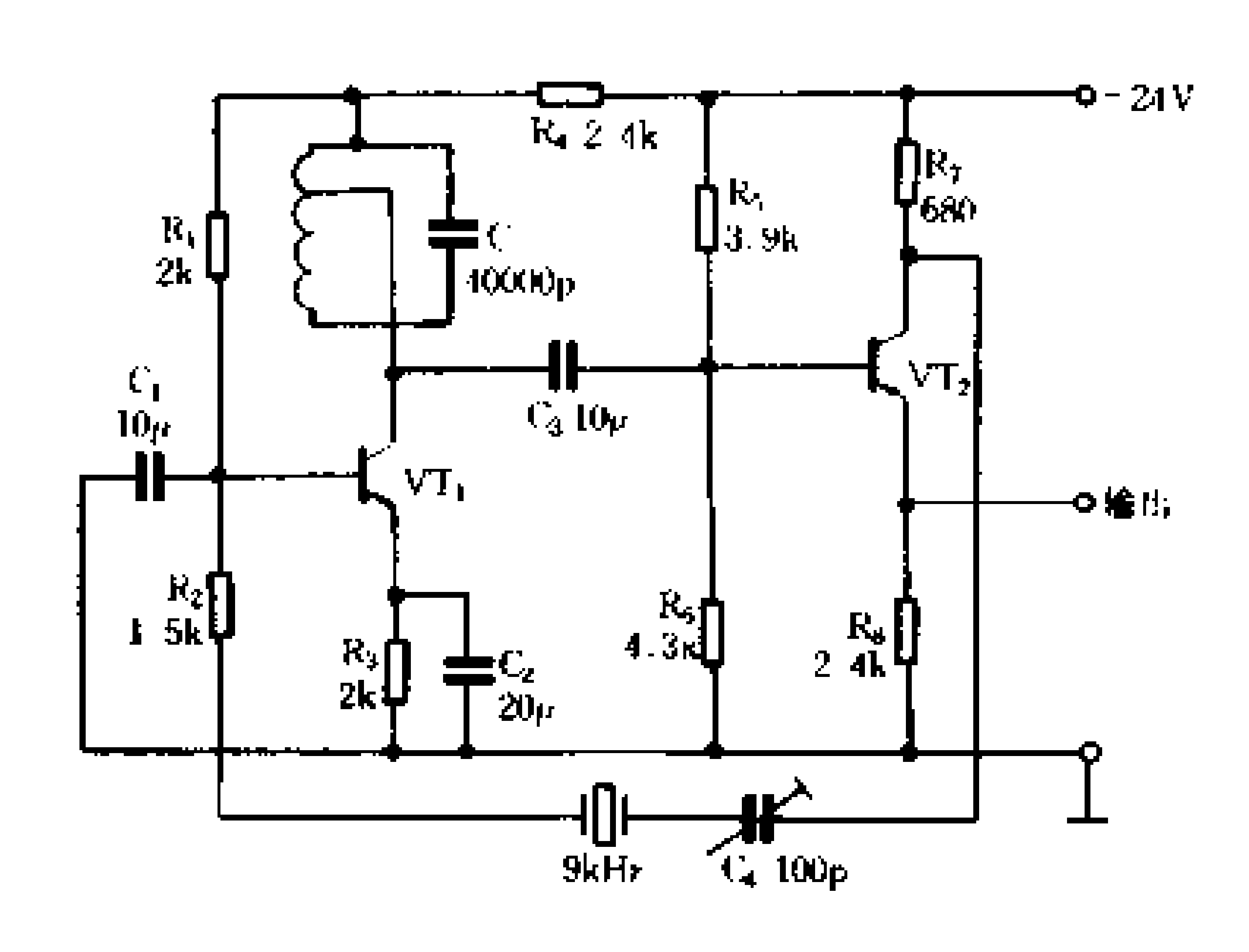


图 4－62　9kHz 石英晶体振荡电路

第五章

调制与解调电路

第一节 从无线电的发送与接收谈起

在无线电通信、广播、电视、雷达、导航和遥控遥测系统中，都是利用天线将无线电波(电磁波)向空间辐射的方式传送信息。那么，无线电波是怎样发射出去的？又是怎样被接收下来的？我们还得从无线电发射机和接收机谈起。

一、无线电发射机

图 5-1 所示是调幅无线电广播发射机的电原理框图。它主要由三部分组成，即音频部分、高频部分和天线。其中最重要

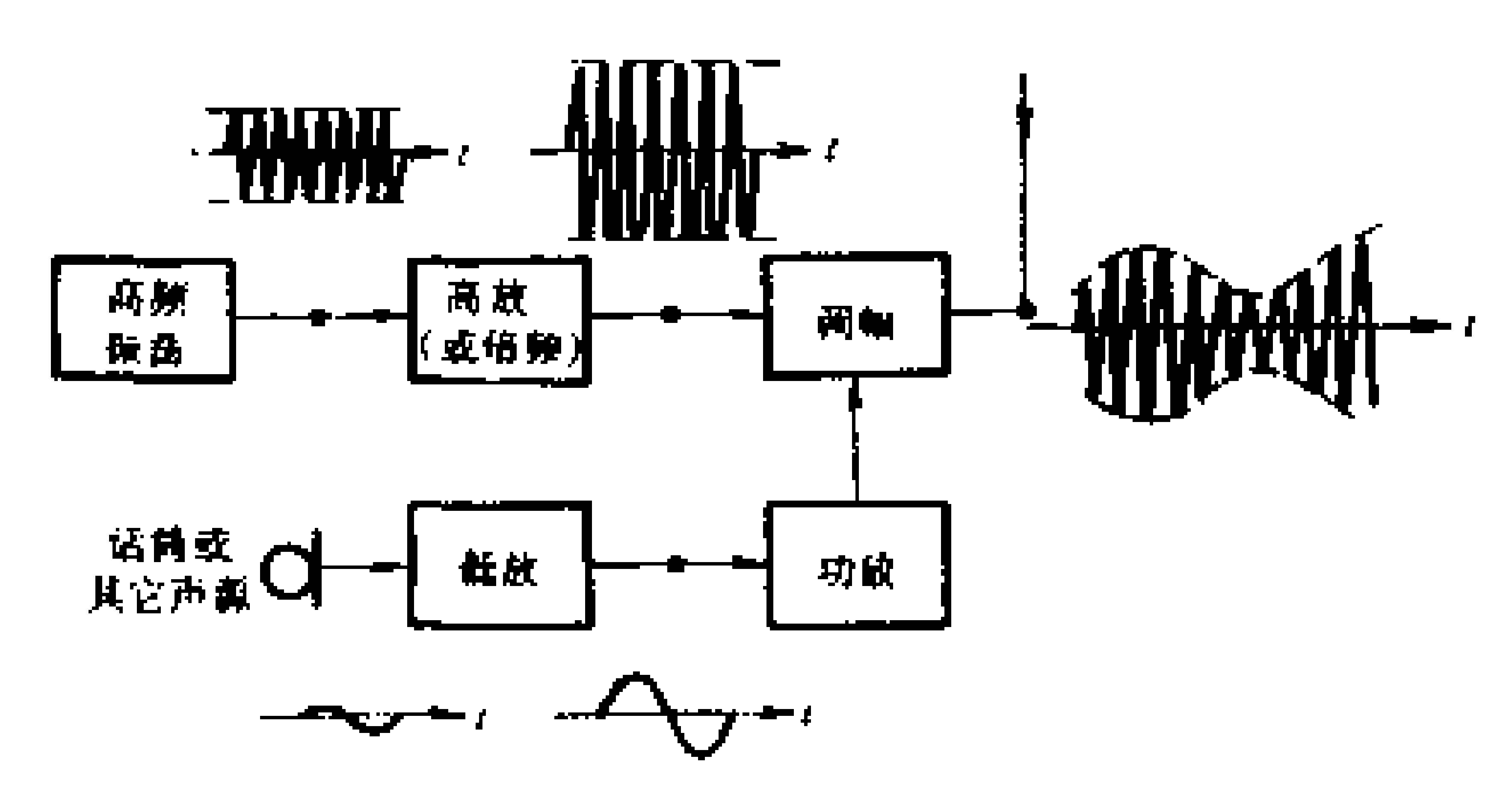


图 5-1 无线电发射机电原理框图

的部分是高频部分的调制器。

1. 高频振荡电路

电磁波的重要特性就是它的频率越高,辐射能力越强。在无线电发送装置中,用来传送音频和视频信号的高频电波称为"载波"。产生高频载波的电路叫高频振荡电路。高频振荡电路把电源的直流电能转换成等幅高频正弦信号,这个信号的频率就是广播电台的发射频率。高频振荡电路的主要类型有 LC 正弦波振荡电路和石英晶体振荡电路等,在本书第四章中已做过详细叙述。

2. 高频放大电路

对高频振荡电路产生的等幅正弦信号进行不失真的放大,有时在高频放大电路前面还接入倍频电路,把高频振荡电路输出信号的频率提高若干倍,以获得所需要的稳定的载波频率。

3. 声频放大电路

对需要传送的声频信号进行不失真的电压放大或功率放大,以满足调制电路的要求。

4. 调制电路(调制器)

调制就是把需要传送的声频信号装载到高频等幅正弦信号上去的过程。为什么需要调制呢?大家知道,声频信号的频率范围为 16Hz~20000Hz,这样低的信号频率若通过天线直接发送,需要长达几十千米的天线,发射效率也只有百万分之几,只有高频电流才能有效地通过天线辐射产生无线电波。为此,人们利用容易辐射的高频电波来"载驮"所要传送的声频信号,也就是使高频无线电波的振幅随所要传送的声频信号的变化而变化。这个高频无线电波叫"载波",控制高频无线电波的声频信号叫"调制信号"。经过调制的高频信号叫做已调波。能够完成上述调制任务的电路叫调制电路。图 5-2 绘出了调幅波的波

形。

5. 发射天线

将已调制的高频信号电流送入天线，转换成相应的电磁波，辐射到空间。天线的尺寸与高频信号的波长有密切关系（天线辐射单元的尺寸至少应为被辐射信号波长的十分之一或更大些）。在发射天线与发射机末级之间要加匹配网络，使发射功率足够大，发射效率足够高。

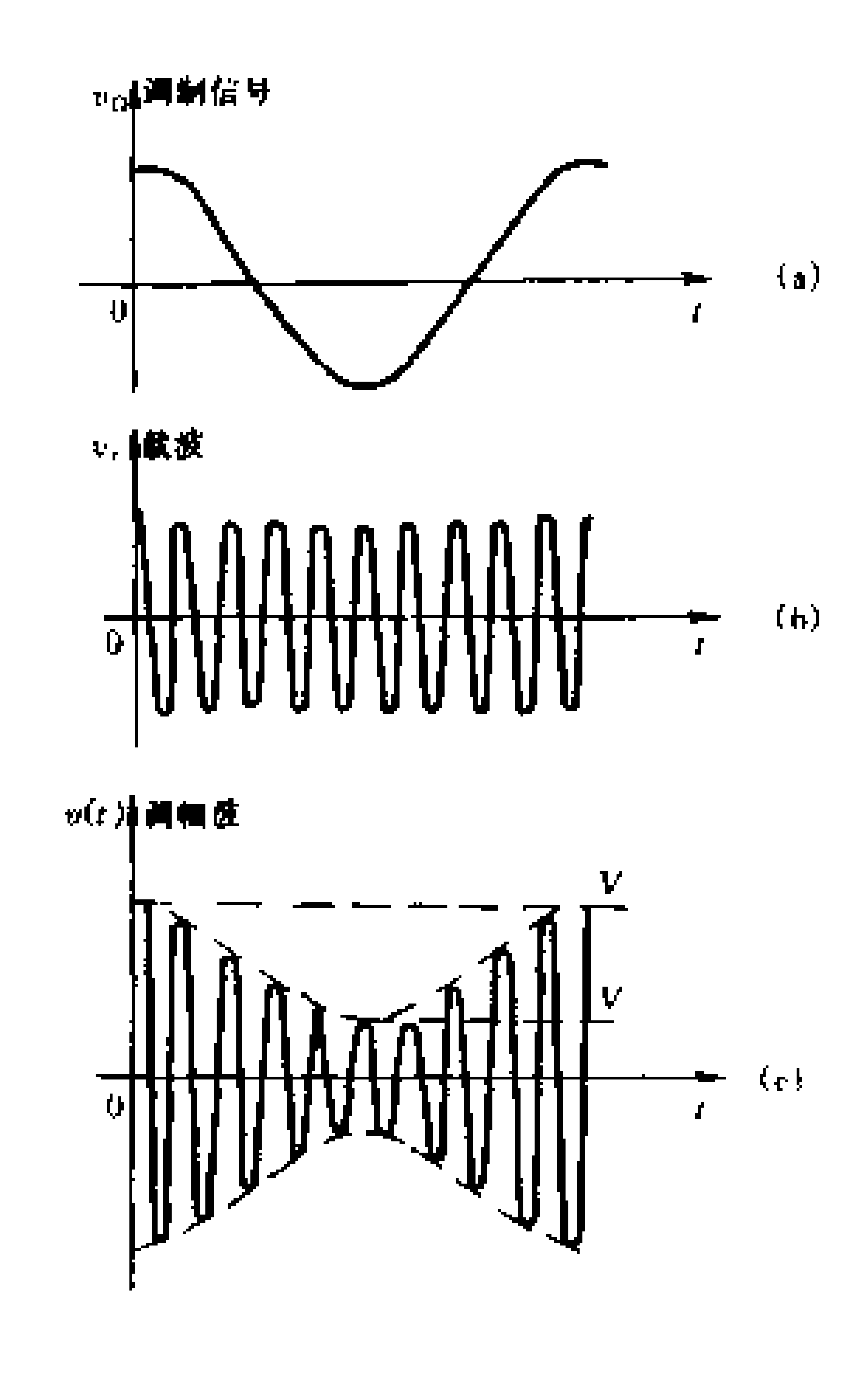


图 5-2 调幅波的波形

如上所述，调制电路的作用就是用调制信号去控制载波，使载波的参数随调制信号而变化。若载波为高频等幅正弦信号，除幅度调制（AM）外，还有频率调制（FM）和相位调制（PM）。频率调制简称调频，它的特点是正弦载波的瞬时频率随调制信号的变化而相应改变，载波的幅度则始终不变，调频波的波形如图 5-3 所示。调频波主要用于调频广播和电视伴音的传送。相位调制简称调相，它的特点是正弦波的瞬时相位随调制信号而变化，主要用于数据传输和数字通信。

二、无线电接收机

无线电接收机的功能与发射机相反。图 5-4 示出了直放式调幅广播收音机的电原理框图，各部分的作用简述如下。

1. 接收天线

接收天线把广播电台发送的高频调幅无线电波接收下来，将它转换为已调制的高频电信号。接收天线的优劣，对接收机的性能指标有很大的影响。

2. 选频电路

选频电路又称天线回路或输入回路，它是由电感线圈L和电容器C组成的并联调谐回路。调整L或C值，会使谐振回路的固有振荡频率 f_0 发生变化，从而与所要接收的某一电台的载波信号发生谐振，把这一频率的已调波选择出来。

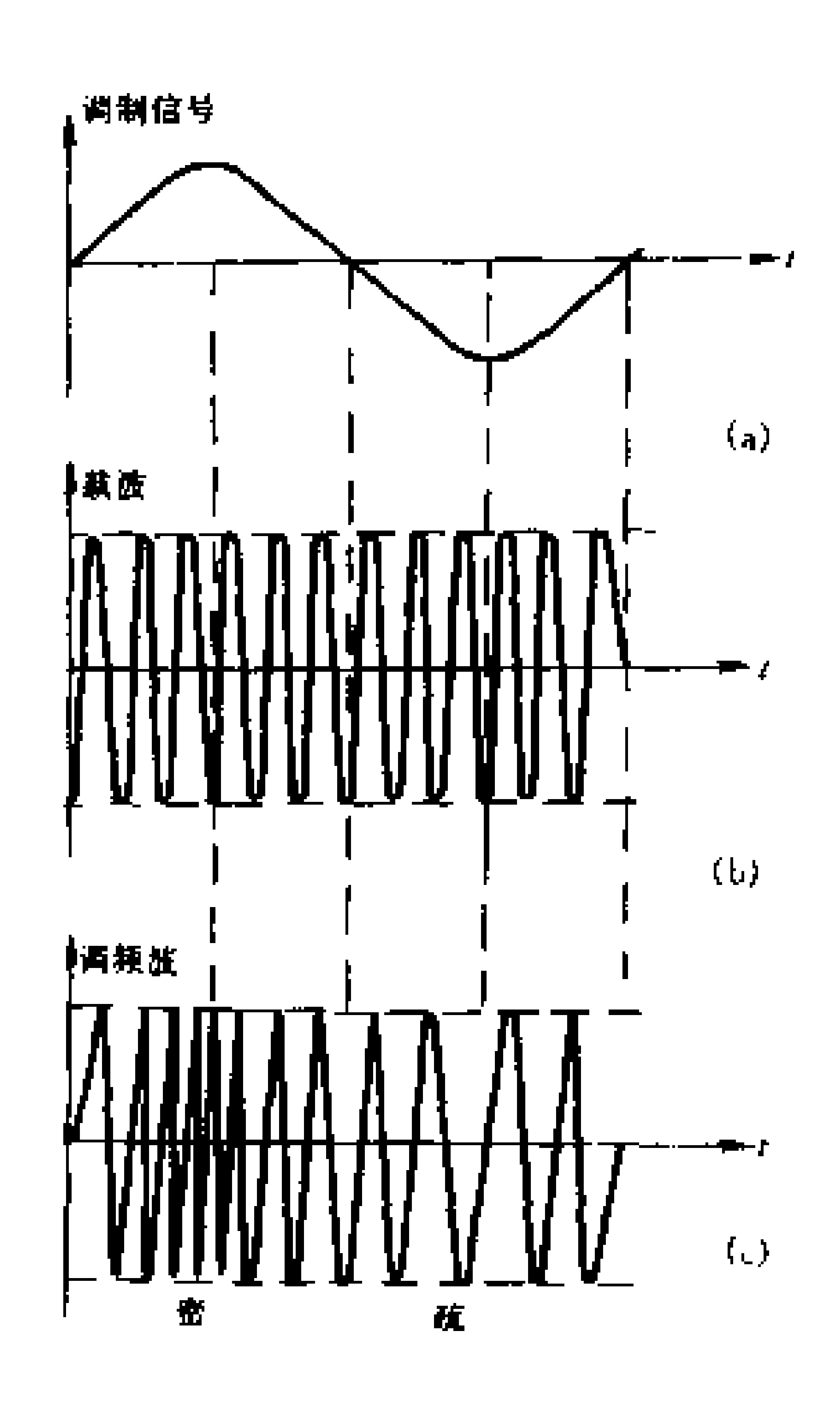


图5-3　调频波的波形

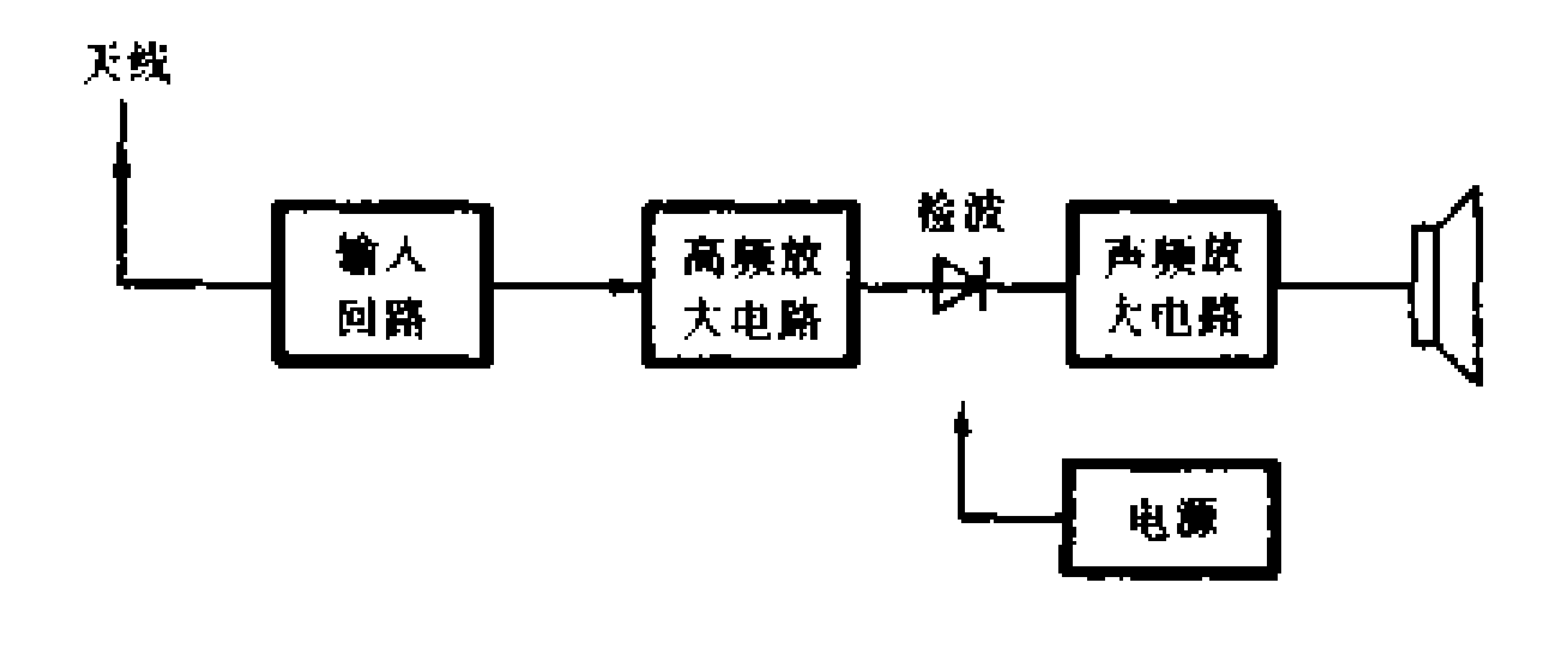


图5-4　直放式调幅收音机原理框图

3. 高频放大电路

将选频电路选择出来的高频信号进行放大，使高频信号电压

的幅度达到1V左右。

4. 检波电路

检波电路又叫解调电路，它与调制的过程相反，通过检波去掉高频载波，取出原调制信号——声频信号。由于调制方式不同，解调方法也不同。从已调幅的高频信号中还原出原来的调制信号，需要经过幅度解调电路。有关解调电路的组成和工作原理，将在本章后面叙述。

5. 声频电压放大及声频功率放大电路

其作用是对解调电路输出的声频信号进行不失真的放大，以推动扬声器放送出声音。

综上所述，在无线电发送与接收设备中，调制与解调是不可缺少的重要环节。本章重点介绍振幅调制与解调、频率调制与解调的原理和基本电路。

第二节　振幅调制电路

振幅调制电路的功能是将输入的调制信号和载波信号变换成高频调幅信号（图5－2）输出给负载。值得注意的是，调制电路输出的调幅信号与原输入信号的波形不同，出现了一些新的频率成分，因此，这种信号变换属于非线性变换。非线性变换必须通过非线性元件进行。晶体二极管和三极管的特性曲线中包括近似的线性区和非线性区，在调制电路中利用的正是它们的非线性特性。读者在学习本章的内容时，要逐步建立起非线性变换这一新的概念，并与线性变换进行区别和对比。

一、普通调幅波的数字表示式及其频谱

振幅调制实质上是用调制信号去控制载波的振幅，使其随

调制信号的大小而变化，所得到的高频已调信号称为振幅调制信号，简称幅调波或调幅波。

设载波信号电压的瞬时值表示式为

$$v_c(t) = V_{cm}\cos\omega_0 t = V_{cm}\cos 2\pi f_0 t$$

调制信号电压的瞬时值表示式为

$$v_\Omega(t) = V_{\Omega m}\cos\Omega t = V_{\Omega m}\cos 2\pi F t$$

式中 Ω 和 F 分别为调制信号的角频率(单位为 rad/s)和频率(单位为 Hz)。调幅前的载波都是频率远高于调制信号频率的正弦波($\omega_0 \gg \Omega$)。

调幅作用就是要使载波的振幅 V_{cm}随调制信号 v_Ω 而相应变化，获得如图 5-2(c)所示的调幅波。调幅波振幅变化的轨迹即波形峰点的连线[图 5-2(c)上的虚线]称为包络线。包络线的形状和调制信号完全一样。调幅波包络线的瞬时值为

$$v(t) = V_{cm}(t) + v_\Omega(t)$$

于是，可以写出调幅波的瞬时值表示式

$$\begin{aligned} V(t) &= V(t)\cos\omega_0 t \\ &= (V_{cm} + V_\Omega(t))\cos\omega_0 t \\ &= (V_{cm} + V_{\Omega m}\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \\ &= V_{cm}(1 + \frac{V_{\Omega m}}{V_{cm}}\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \end{aligned}$$

式中，$V_{\Omega m}/V_{cm}$是描述调幅波特性的一个重要参数，称为调幅指数，用 m_a 表示，即

$$m_a = \frac{V_{\Omega m}}{V_{cm}}$$

由于 V_{cm}是未调制时载波的振幅，$V_{\Omega m}$是由调制信号所引起的载波振幅的最大变化量，不失真调幅时 $m_a \leqslant 1$。m_a 越大，调

幅波中携带的信息功率越大，接收机解调后得到的信号越强。但当 $m_a>1$ 时，则已调波包络线的形状与调制信号变得不一样，产生了严重失真，这种情况称为过量调幅，如图 5-5 所示，在调制时应避免进入这种状态。

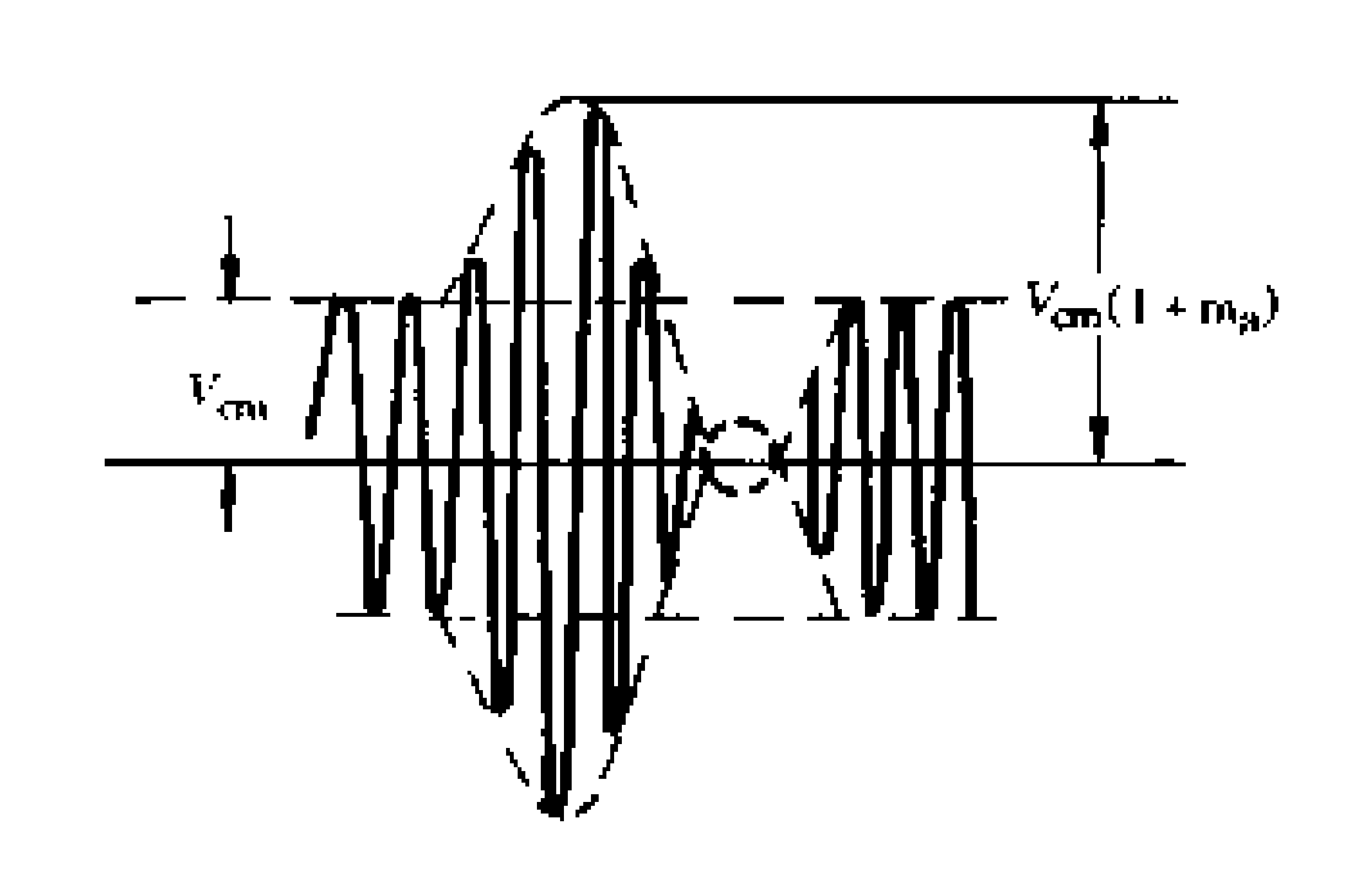


图 5-5 过量调幅波形

广播和电视图像作为调制信号，它们都不是单一的正弦波，因此调幅波的包络线会随声音的大小和图像亮度的强弱而相应变化着，调幅系数 m_a 也随之发生着改变。这时，m_a 大部分时间都会远小于 1。实验证明，语言信号的调幅系数仅为 0.2～0.3。

显而易见，从调幅波的波形来看，它已经不再是标准的正弦波了。对于非正弦周期信号，可以分解为多个不同频率的正弦波信号。典型的调幅波的频率成分，可以由它的瞬时值表示式推导出来，即

$$
\begin{aligned}
v_{(t)} &= V_{cm}(1+m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \\
&= V_{cm}\cos\omega_0 t+\frac{1}{2}m_a V_{cm}\cos(\omega_0+\Omega)t+\frac{1}{2} \\
&\quad \times m_a V_{cm}(\omega_0-\Omega)t
\end{aligned}
$$

这表明单音信号(即调制信号是正弦信号)调制的调幅波由三个频率分量组成，即载波分量 ω_0、上边频分量 $\omega_0+\Omega$ 和下边频分量 $\omega_0-\Omega$，其频谱图如图 5-6 所示。频谱图是在直角座标上用直线的高低和相距远近来表示它们的幅度和频率上的差别。由图可见，对载波进行振幅调制时，就会在载波频率 ω_0 的上下两

侧产生两个边频。边频的位置和大小，由调制信号的频率和幅度决定。显然，载波分量并不包含信息，调制信号的信息内容都包含在上、下边频分量内，边频的振幅反映了调制信号幅度的大小，边频的频率虽然属于高频的范畴，却反映着调幅波所占的频带的宽窄，由图可见频带以 ω_0 为中心，带宽为 2Ω。

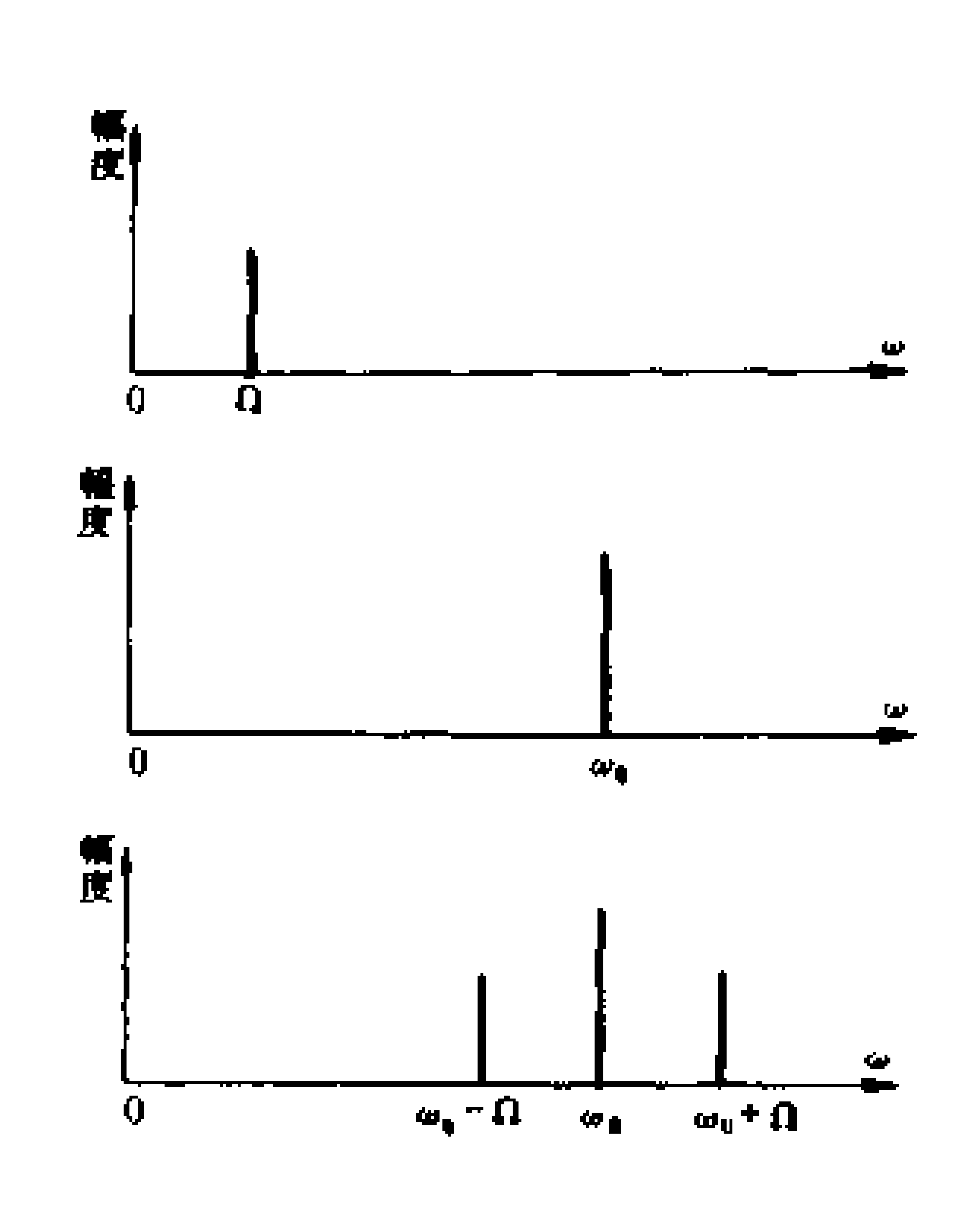


图 5-6　单音频调制的调幅波频谱

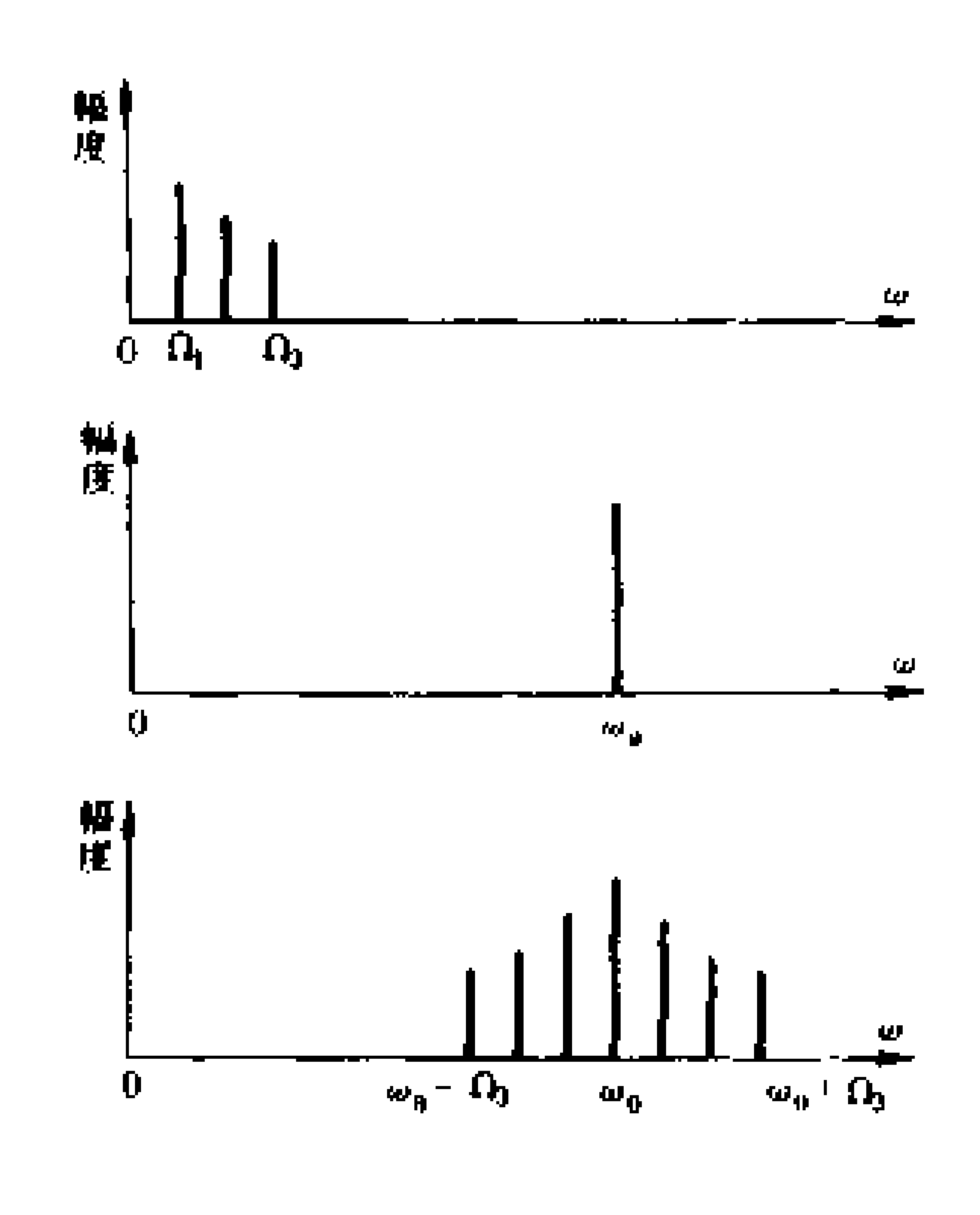


图 5-7　多音调制的调幅波频谱

由于语言、音乐等等都不是一个单音频信号，而是不同频率的振动组合成的频带，如图 5-7 所示。假定载波频率为 1000kHz，声频信号为 0～3000Hz，经调制后，上边频带所占宽度为 1000kHz～1003kHz，下边频带所占宽度为 997kHz～1000kHz，整个调幅电台所占的频带宽度就是从 997kHz 到 1003kHz，总共要占 6kHz。

由调幅波的频谱图可以看出，幅度调制过程实质上是一种频谱的“搬移”过程。经过调制后，调制信号的频谱由低频被“搬移”到载频附近，成为上、下边带。

二、调幅波中的功率关系

为了分析调幅波中各个频率分量的功率关系，我们可将调幅波信号电压加在电阻 R 上，由此可列出各频率分量对应的功率表示式，即

(1) 载波功率 $P_c = \frac{1}{2}\frac{V_{cm}^2}{R}$

(2) 每个边频功率

$$P_{\omega_0+\Omega} = P_{\omega_0-\Omega} = \frac{1}{2}\left(\frac{m_a V_{cm}}{2}\right)^2 \frac{1}{R} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c$$

(3) 调制一周内的平均总功率

$$P_{总} = P_c + P_{\omega_0+\Omega} + P_{\omega_0-\Omega} = \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) P_c$$

上式表明，调幅波的输出功率随着调幅指数 m_a 的增大而增加，当 $m_a = 1$ 时，$P_c = \frac{2}{3} P_{总}$，$P_{\omega_0+\Omega} + P_{\omega_0-\Omega} = \frac{1}{3} P_{总}$。这说明了当 $m_a = 1$ 时，包含着信息的上、下边频功率之和仅占总输出功率的三分之一，而不含信息的载波功率却占去了总输出功率的三分之二。发射机功率的有效利用率很低。实际上，m_a 比 1 要小得多，能量的浪费也就更大。目前这种调制只应用于中短波无线电广播，在通信系统中已被其他调制方式所取代，本书不作介绍。

三、晶体管基极调幅电路

晶体管调幅电路又称为非线性调幅电路，可分为基极调幅

电路、集电极调幅电路和发射极调幅电路，其中基极调幅电路的灵敏度较高，所需调制功率小，应用最为广泛。

图 5－8 所示是基极调幅电路的原理图。图中，C_b、C_e 对高

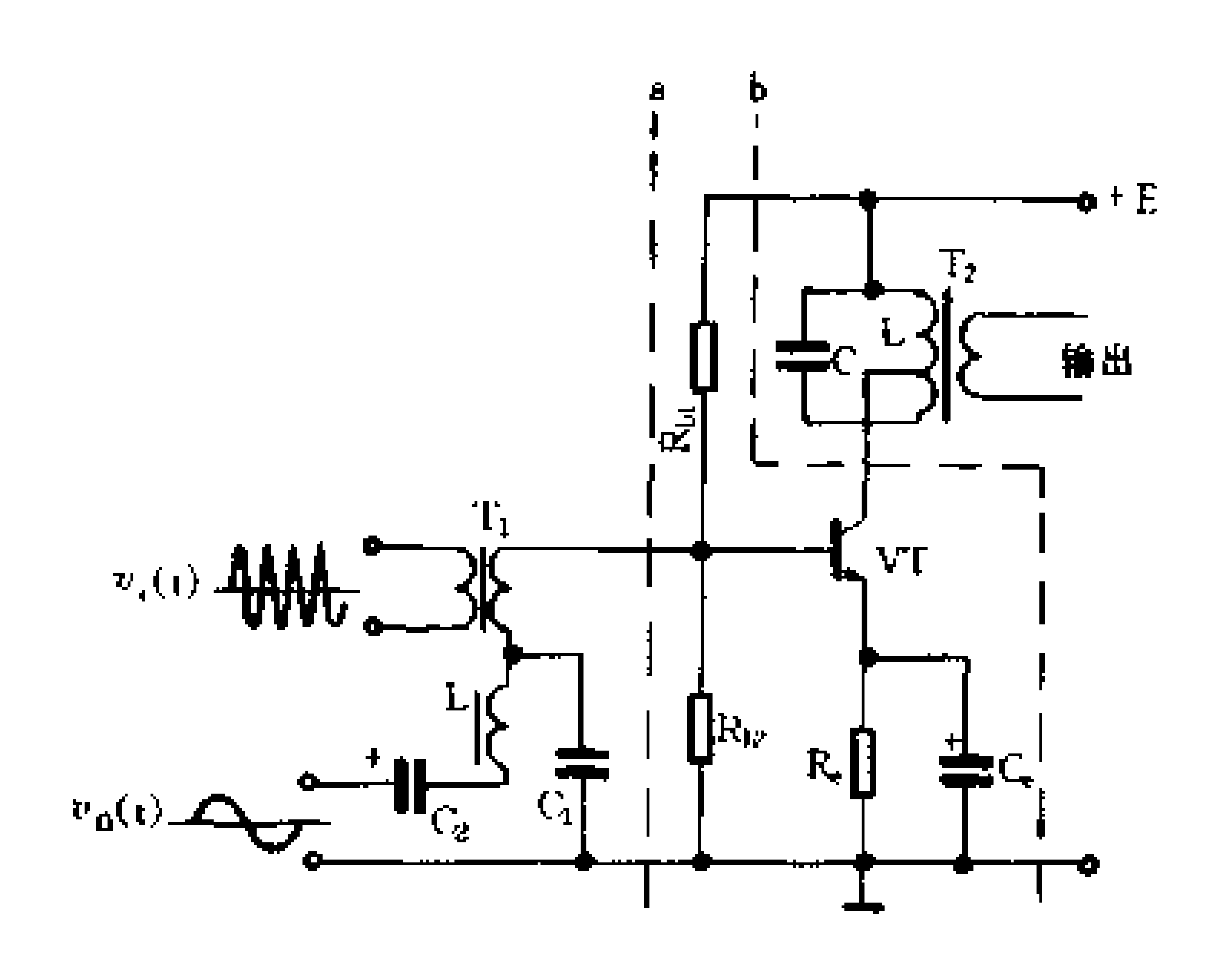


图 5－8　基极调幅电路原理图

频阻抗很小，高频载波信号 $v_c(t)$经高频变压器 T_1 耦合，加在晶体管 VT 的 b-e 之间，又由于 C_Ω、T_1、C_{b2}、C_e 对低频调制信号 $v_\Omega(t)$的阻抗很小，C_b 对低频近似于开路，调制信号也加到了晶体管 VT 的 b-e 之间。L_B 是低频扼流圈，避免低频信号源对高频信号源的影响。GZL 是高频扼流圈，防止高频调幅信号通过电源电阻造成反馈。R_{b1}、R_{b2}是晶体管的偏置电阻，用来控制晶体管工作在非线性区。LC 调谐回路构成带通滤波器，它的作用后面将叙述。

前面曾经提到，调幅是利用晶体管的非线性特性来完成的。如果选择合适的偏置电阻 R_{b1}、R_{b2}，使静态工作点 Q 座落在特性曲线的弯曲部分，使晶体管的集电极电流 I_c 恰好与基极电流 I_b

的平方成正比，即 $I_c = KI_b^2$，经变换可得到 $\frac{I_c}{I_b} = kI_b$；又因为 $\frac{I_c}{I_b} = \beta$，所以 $\beta = KI_b$，这就意味着晶体管工作在这段非线性区域时，电流放大系数 β 与基极电流 I_b 成正比。由于调制信号的频率比载波频率低得多，可以认为调制信号电流 I_{bF} 控制着工作点的变化，使 β 随调制信号的瞬时值成正比变化。等幅的高频载波信号也同时加在晶体管的 b-e 之间，通过晶体管放大时，由于不同时刻晶体管的 β 值不同，放大后的振幅也不相同。输出高频电流的振幅与 β 成正比，而 β 又正比于调制信号的瞬时值 $v_\Omega(t)$，因此输出高频信号电流的振幅必然与调制信号的瞬时值成正比，正相当于两个信号相乘的过程。这个输出波形就是调幅波。图 5-9 绘出了基极调幅电路的工作过程。由图可见，β 值 I_b 的变化越灵敏，即图中 β 值随 I_b 变化的直线越陡，同样大的调幅信号 I_{bF} 引起调幅波振幅变化越大，即加大了调幅指数 m_a。同样，加大调制信号，也可以增大调幅指数。

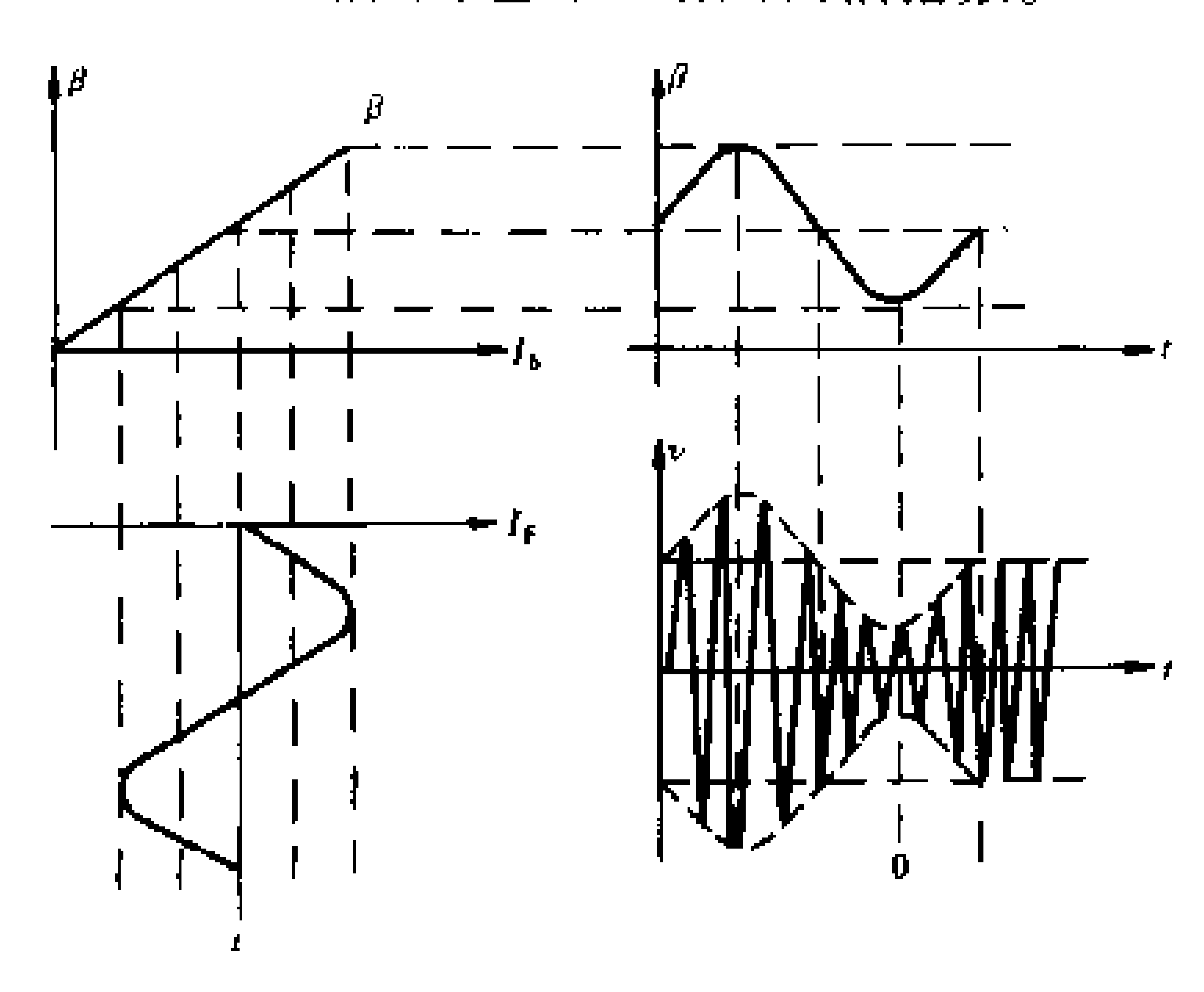


图 5-9　基极调幅电路的工作图解

上述调幅过程是在理想的条件下进行分析的。实际上晶体管特性的弯曲段，不可能完全满足 $I_c = KI_b^2$ 的关系，$\beta - I_b$ 的函数图像不再是直线，导致输出信号的高频振幅不能完全与调制信号的瞬时值成正比。另外，调制信号 v_Ω 本身也会作为输入信号被放大后直接输出。结果在输出信号中，除包括载波频率 f_c 和上、下边频等调幅波成分外，还会出现一些多余的频率成分，使输出调幅波严重失真。为此，电路的输出部分设置了由 LC 调谐回路组成的带通滤波器，用以滤除多余的频率成分。

第三节　调幅信号的解调(检波)

调幅信号的解调是振幅调制的相反过程，是从高频已调信号中取出调制信号，通常将这种解调称为检波。用以实现这种解调作用的电路称为振幅检波器，简称作检波器。

一、检波电路的组成和主要性能指标

大家知道，调幅信号的频谱由载波频率和边频分量组成，它包含着调制信号的信息，但却不包含调制信号本身的频率分量。例如，振幅调制信号 $v_c = V_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)\cos \omega_0 t$，其频谱由载波频率 ω_0 和边频($\omega_0 \pm \Omega$)组成，没有包含调制信号本身的频率分量 Ω，但载频 ω_0 与上边频($\omega_0 + \Omega$)或下边频($\omega_0 - \Omega$)之差就是 Ω。为了取出原调制信号频率 Ω，检波器必须包含有非线性器件，以便调幅信号通过它产生新的频率分量，其中包含着我们所需的 Ω 分量，然后利用低通滤波器滤除不需要的高频分量，即可得到所需的调制信号。因此检波电路的组成框图如图 5－10 所示，它由高频输入回路、非线性器件和低通滤波器三部分组成。

检波电路的主要技术指标有以下几项。

(1) 检波效率 K_d

当检波电路输入高频调幅波 $v_{(t)} = V_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)\cos \omega_0 t$ 时，输出的 Ω 分量振幅与输入高频调幅波包络变化的振幅 $m_a V_{cm}$ 的比值，即

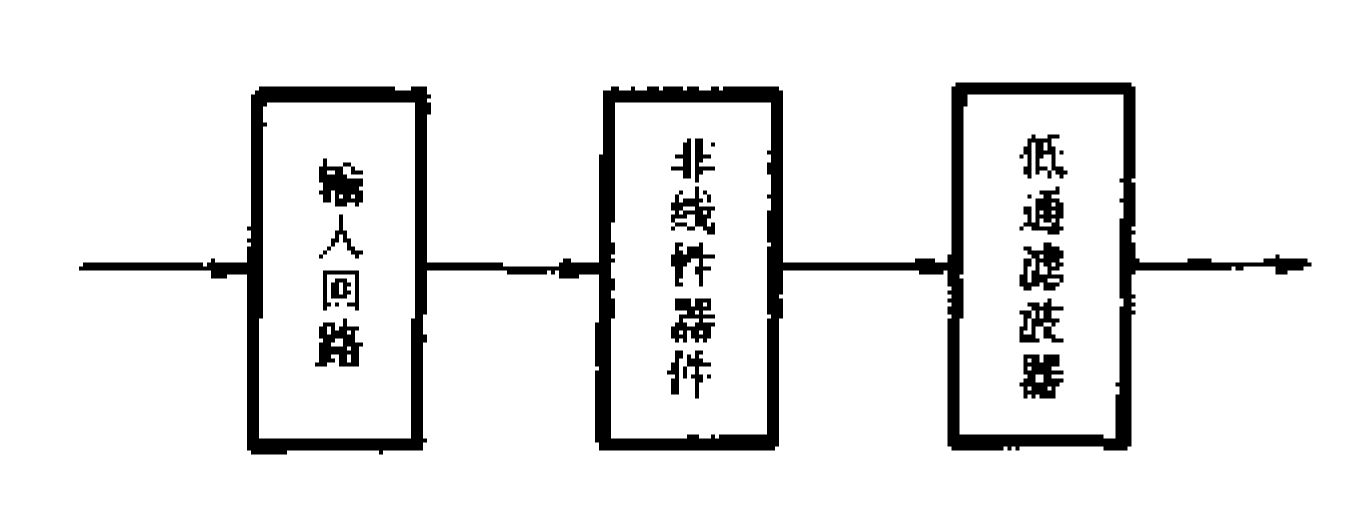


图 5-10 振幅检波器框图

$$K_d = \frac{V_{\Omega m}}{m_a V_{cm}}$$

检波效率 K_d 反映检波电路对输入高频信号的解调能力，有时也称 K_d 为电压传输系数。K_d 越大，说明在同样输入情况下，检波电路得到的输出较大。在不失真的前提下，总希望 K_d 尽可能大。

(2) 等效输入电阻 r_{sr}

检波电路往往与前级高频放大电路的输出端连接，检波电路的等效输入电阻 r_{sr}，就是前级放大电路的交流负载，如果 r_{sr} 太小，会加重前级的负担（例如，超外差式收音机中检波电路前级是调谐式中放电路，负载过重会使通频带过宽，选择性变差）。因此，r_{sr} 的大小直接影响着放大电路的电压增益和通频带。

由于检波电路属于非线性电路，r_{sr} 的定义与线性放大电路中的输入电阻有所不同。r_{sr} 的定义为输入等幅高频电压的振幅 V_{cm} 与输入高频电流脉冲的基波分量振幅的比值，即

$$r_{sr} = \frac{V_{cm}}{I_{em}}$$

(3) 非线性失真系数 K_f

检波电路输出信号的非线性失真大小，常用非线性失真系

数 K_f 表示。当输入为单音调制的调幅波时，K_f 的定义为

$$K_f = \frac{\sqrt{V_{2\Omega}^2 + V_{3\Omega}^2 + \cdots\cdots}}{V_\Omega}$$

式中，V_Ω、$V_{2\Omega}$、$V_{3\Omega}$……分别为输出信号电压中调制信号基波和各次谐波分量的有效值。

（4）高频滤波系数 F

在检波电路中，如果滤波不好，输入的高频信号和经过非线性变换后产生的很多多余频率成分，均会加在检波级的负载上。尤其是输出电压中的高频分量滤除不净，会产生高频寄生反馈，导致接收机工作不稳定；而那些频率接近于低频信号的多余成分，会造成失真和干扰 。简单的 RC 低通滤波电路是很难完全滤除高频分量的，所以通常用高频滤波系数 F 来衡量滤波性能。

高频滤波系数 F 的定义为，输入高频电压的振幅 V_{sm} 与输出高频电压的振幅 V_{scm} 的比值，即

$$F = \frac{V_{sm}}{V_{scm}}$$

在输入高频电压一定的情况下，滤波系数 F 越大，则检波电路输出端的高频电压越小，滤波效果越好。通常要求 $F \geqslant (50 \sim 100)$。当载波频率和调制信号频率相差很大时，这个要求很容易满足。

除以上几项性能指标外，还要求检波电路具有足够宽的通频带。在收音机中，由于低频信号所需的频带不宽，检波电路足以满足频率要求。在电视机中，信号所需的频带很宽，调制信号的高频成分往往损失很大，所以检波电路中还需采取特殊措施补偿高频损失。

二、小信号检波(平方律检波)

小信号检波是高频输入信号的振幅小于 0.2V，利用二极管伏安特性的弯曲部分进行频率变换，然后通过低通滤波器实现检波。检波电路的二极管始终处于导通状态，即导通角 θ 为 180°。

图 5－11 所示是二极管串联检波电路的原理图。通过外加偏压 V_Q 使静态工作点座落在特性曲线的弯曲段中部的 Q 点。当输入调幅信号 v_{sr} 时，二极管中的电流变化规律如图 5－12 所示。由于输入的已调信号很小，工作点的变化范围不会超出特性曲线的弯曲段，输出电流出现了上大下小的不对

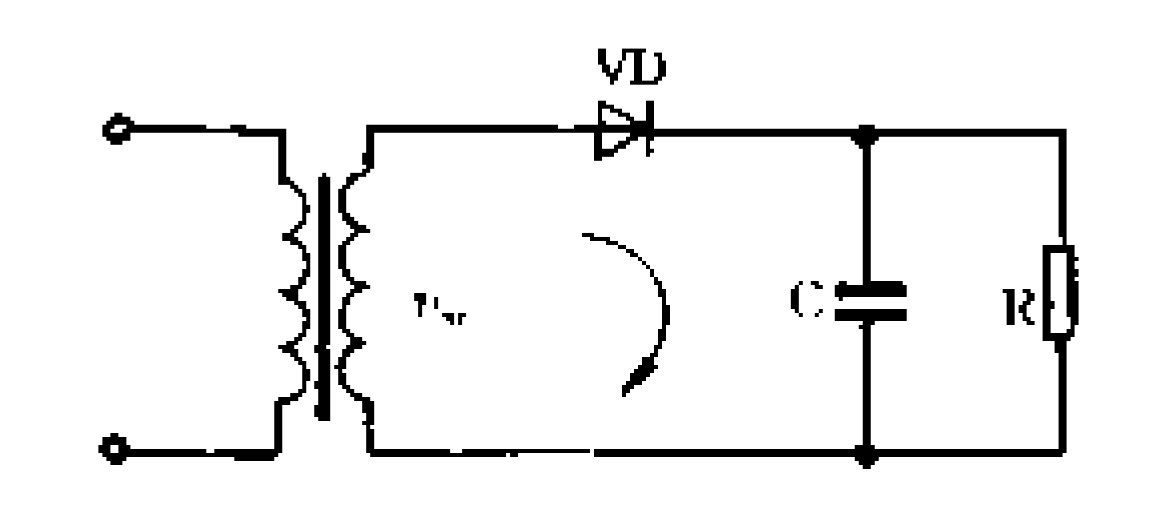


图 5－11　二极管小信号检波电路

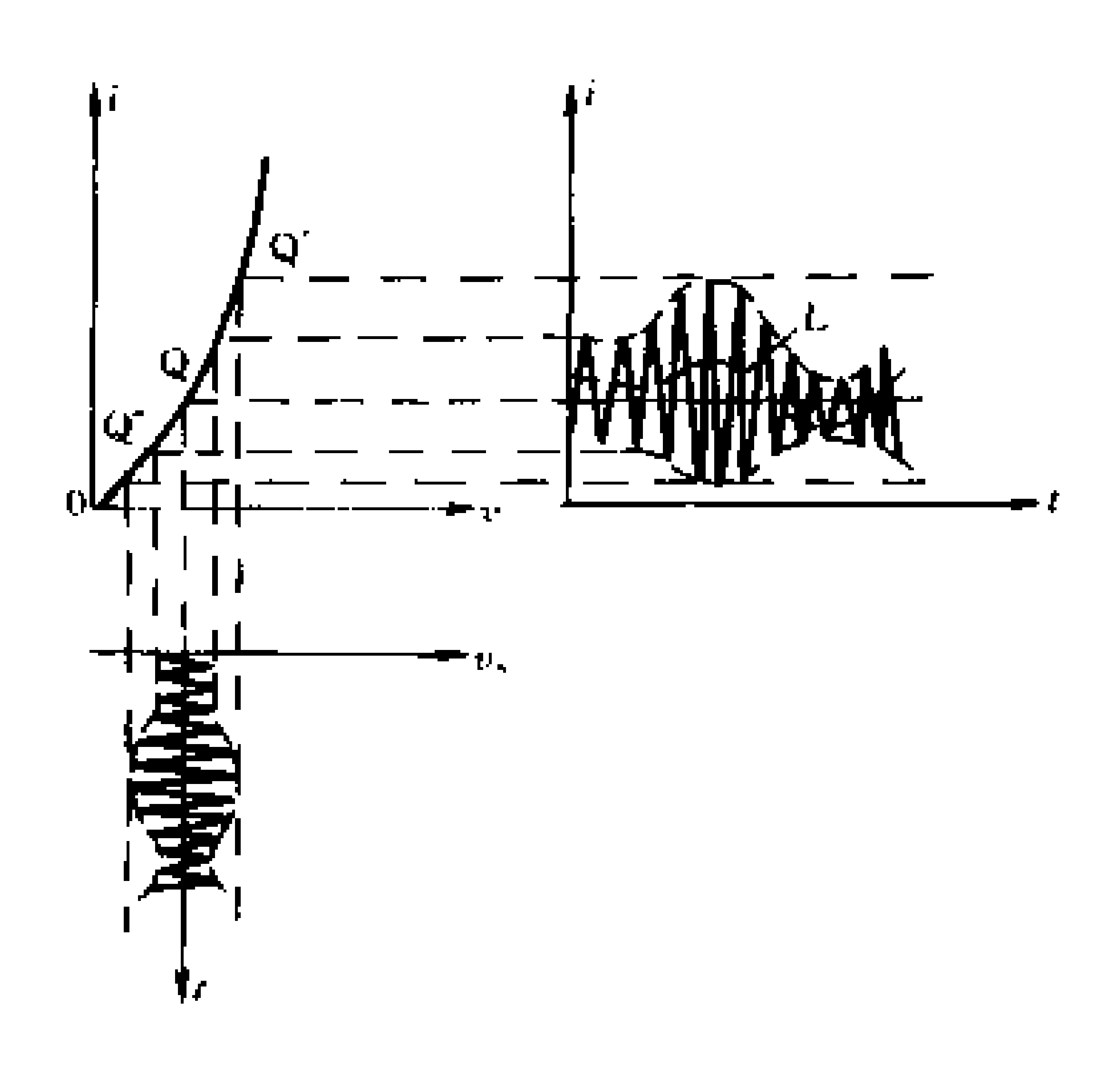


图 5－12　输入为小信号调幅波时工作图解

称波形，如果把各个时刻电流的平均值连成一条曲线，如图 5－12 中的 L 线，则它的形状相似于调幅波的包络线。利用滤波电容 C 把高频滤掉，就可得到代表调制信号的电流，在负载电阻 R 上形成检波输出电压。

根据理论分析，上述小信号检波输出的基波分量与已调波振幅的平方成正比，所以又称它为平方律检波器。这种检波器的检波效率 K_d 正比于已调波振幅，不是常数，且 $K_d \ll 1$，所以效率很低。对小信号而言，工作点在伏安特性曲线的弯曲部分，负载上的电压又很小，所以在已调波整个周期内二极管都是导通的，输入电阻 r_{sr} 很小，近似等于二极管的交流内阻 r_D（约为 100Ω）。又由于二极管工作于特性曲线下部的弯曲段，非线性失真系数很大，理论分析证明 $K_f \approx \frac{1}{4} m_a$，调幅指数 m_a 越大，失真越严重，这是小信号检波的一大缺点。因此，这种检波方式在广播、电视接收机中应用很少，主要用于高频和微波测量仪器中。

三、大信号检波（包络检波）

大信号检波是输入高频调幅信号的振幅大于 0.5V，利用二极管两端加正向电压时导通，加反向电压时截止的特性完成频率变换功能实现检波的。由于信号振幅较大，且二极管工作于导通和截止两种状态，它的原理与性能跟上述小信号检波完全不同，分析方法常采用折线分析法。

1. 工作原理

图 5－13 所示是大信号检波器的原理电路，它的电路形式与小信号检波电路颇为相似，也是由输入回路、二极管 VD 和低通滤波器组成，但它与小信号检波器所处的工作状态迥然不同，

小信号检波时二极管始终处于导通状态，而大信号检波时二极管则是在载波一个周期内的一段时间导通，另一段时间截止。

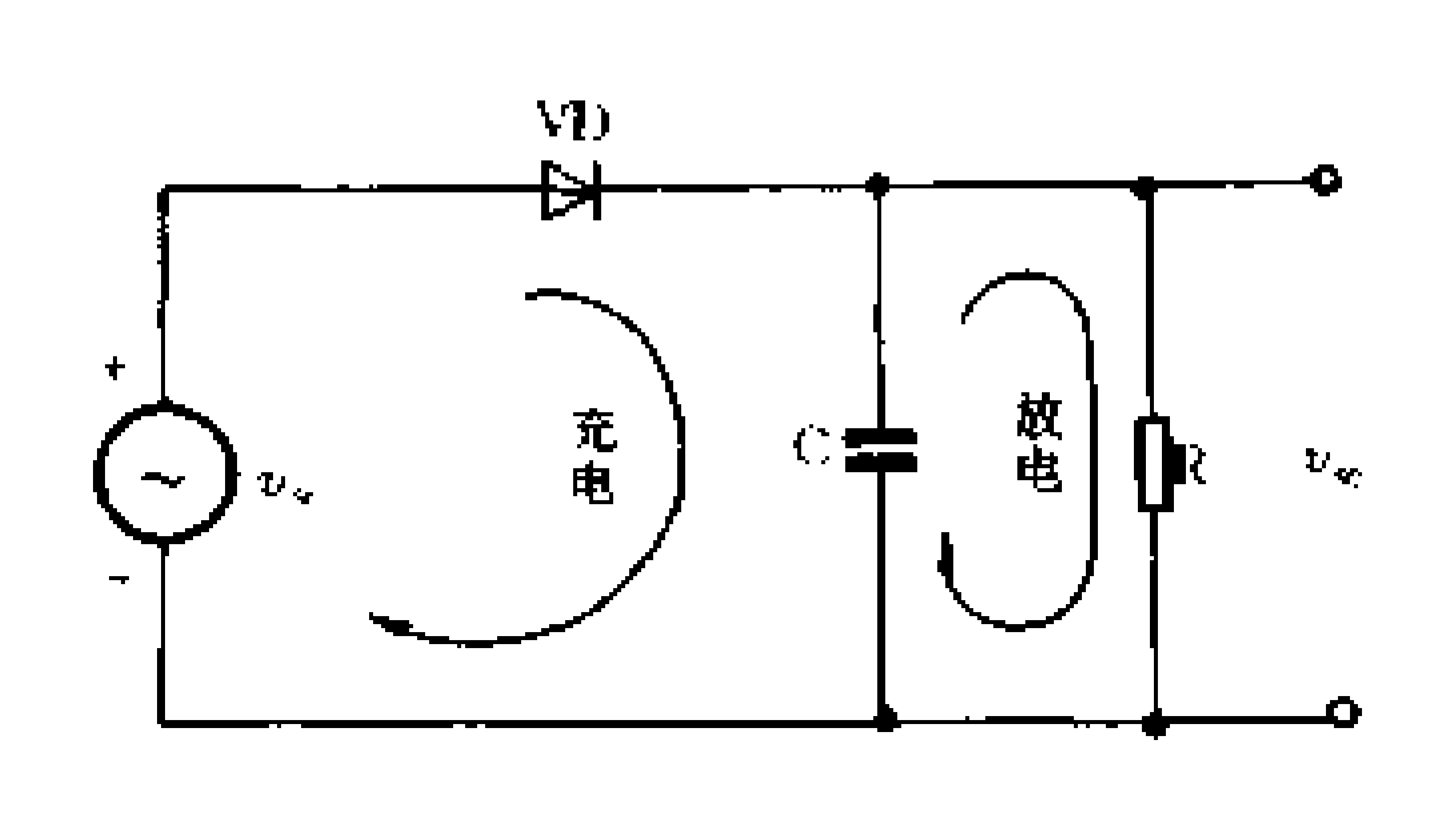


图 5-13　大信号检波原理电路

当输入信号 v_{sr} 为高频等幅波时，电路接通后，由于低通滤波器的电容 C 上初始电压为零，v_{sr} 的正半周时二极管处于导通状态，输入高频电压对电容 C 迅速充电，充电时间常数 $\tau = r_D C$。随着充电的进行，输出电压 v_{sc} 迅速增长。此时，作用在二极管上的电压为 v_{sr} 与 v_{sc} 之差。当 $t = t_1$ 时刻，v_{sc} 与 v_{sr} 相等，二极管截止，电流为零。随着 t 的增加，v_{sc} 大于 v_{sr}，二极管仍处于截止状态，电容 C 经电阻 R 放电，放电时间常数 $\tau = RC$，由于 $R \gg r_D$，所以放电过程十分缓慢，v_{sc} 降低很少（见图 5-14）。当到 $t = t_2$ 时刻，v_{sr} 与 v_{sc} 再次相等，随着 t 的增加，v_{sr} 又大于 v_{sc}，二极管导通，v_{sr} 通过二极管 VD 对电容 C 再次充电。到 $t = t_3$ 时刻，v_{sc} 与 v_{sr} 再次相等，随着 t 的增加，v_{sc} 大于

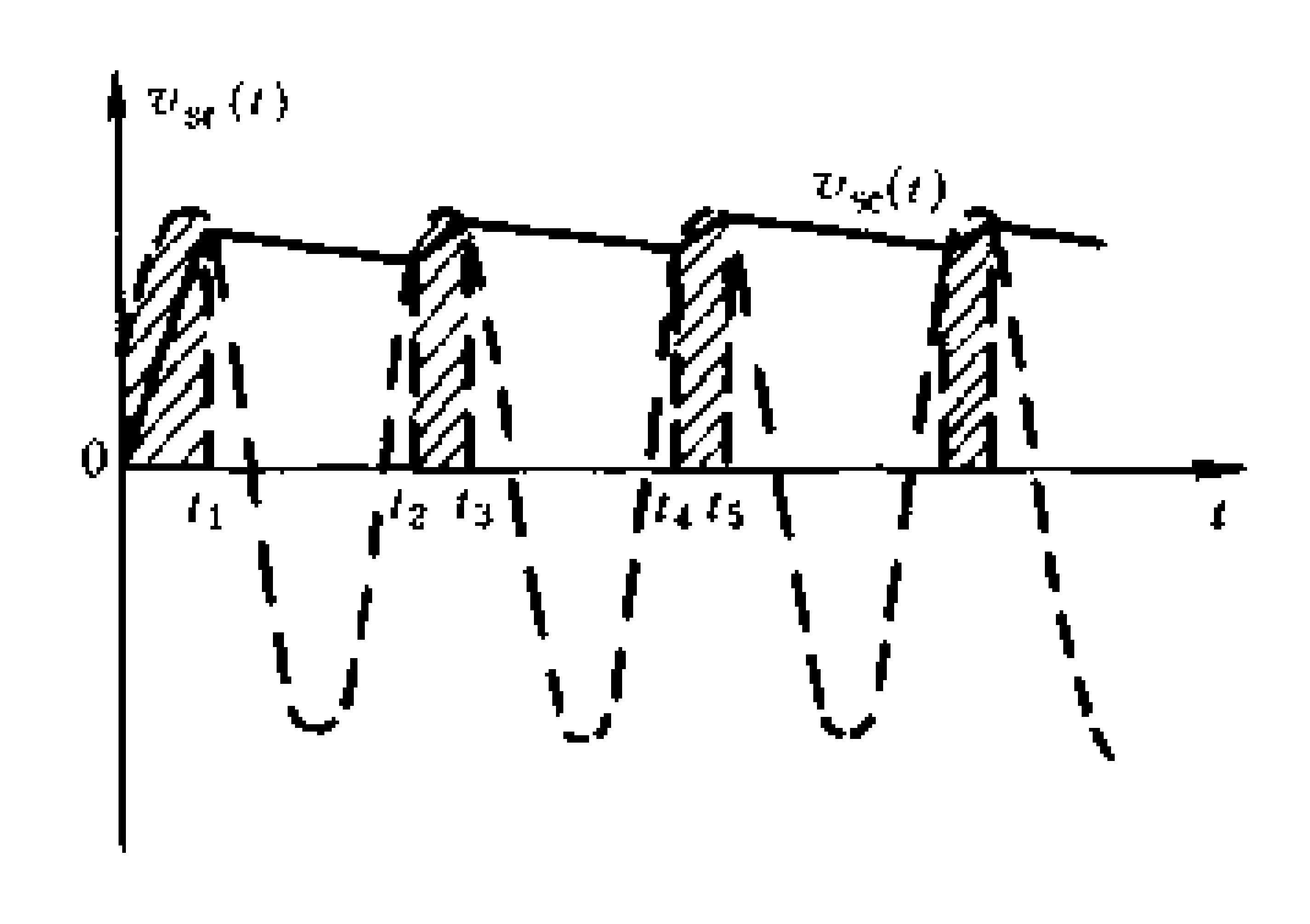


图 5-14　输入等幅波时检波电路工作情况图解

v_{sr}，二极管又进入截止状态，电容 C 又通过电阻 R 缓慢放电。如此周而复始，直到在一个周期内电容充电电荷量与放电电荷量相等，充放电达到动态平衡，进入稳定工作状态。由图 5－14 可见，检波器的输出电压 v_{sc}按高频信号的角频率作锯齿状等幅波动。在实际运用中，对于稳态来说，因为正向导通时间很短，放电时间常数又远大于高频电压周期，所以输出电压 v_{sc}的起伏很小。在分析大信号检波时，将只考虑稳态过程。

当检波器输入为高频调幅信号时，充放电波形如图 5－15

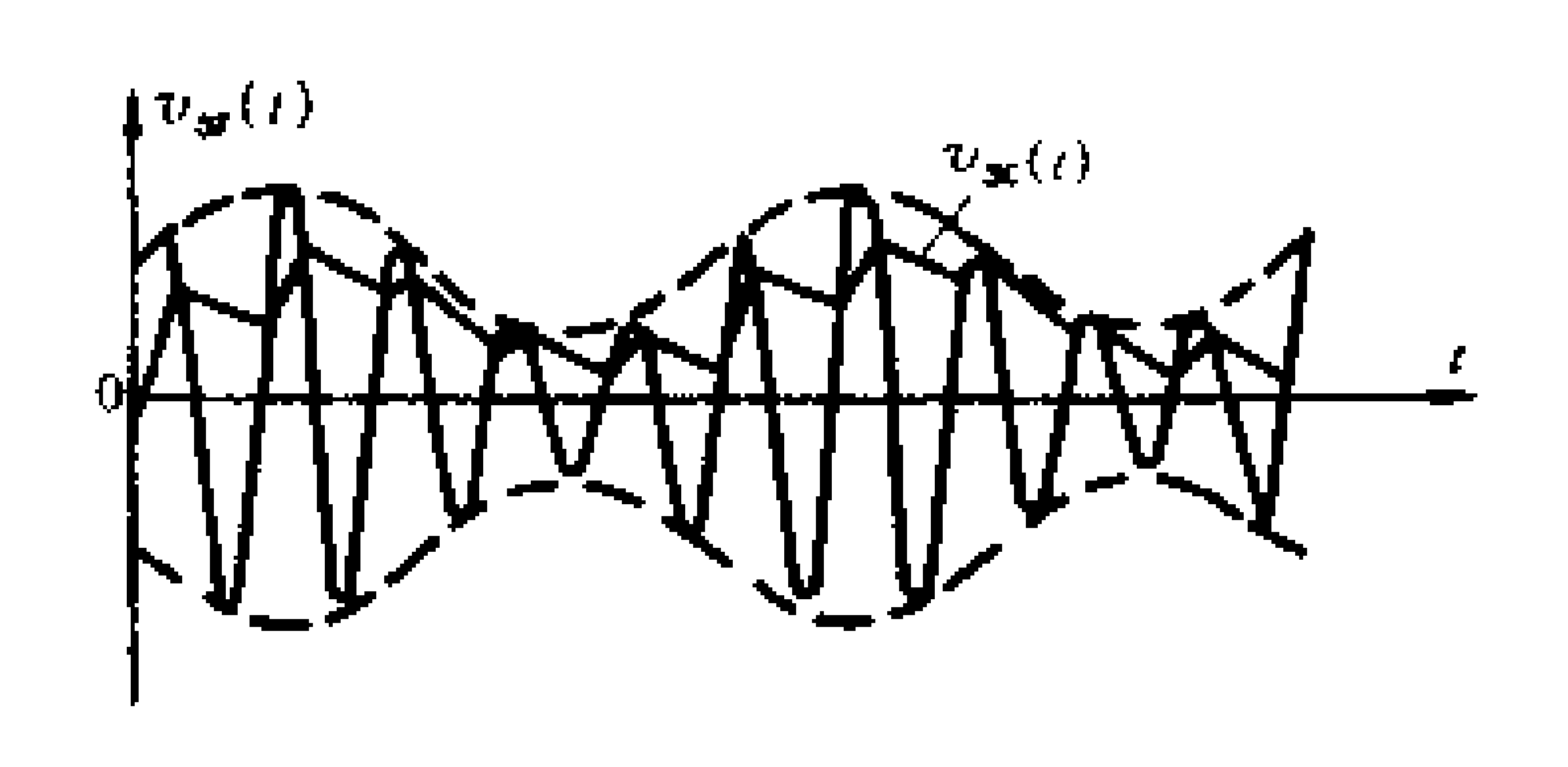


图 5－15　输入调幅波时检波器输出波形

所示。充放电过程与上述等幅波输入情况相似。由图可见，输出电压 v_{sc}的变化规律正好与输入信号的包络线相同。因此，大信号检波也称为包络检波或线性检波。

2. 主要性能指标

(1) 检波效率 K_d：根据理论分析，大信号检波的检波效率 K_d 主要取决于负载电阻 R 与二极管内阻 r_D 的比值。例如，R＝4.7kΩ、r_D＝470Ω 时，K_d＝0.56，当 R＝5.1kΩ，r_D＝100Ω 时，K_d 增大到 0.84。显然，大信号检波比小信号检波的效率高得多。通常，以 K_d＝0.5(－6dB)来估算它的检波效率。

(2) 等效输入电阻 r_{sr}：在二极管导通角 θ 较小时，可得近似式

$$r_{sr} \approx \frac{1}{2}R$$

需要指出，上式是在理想情况下，即 $K_d \approx 1$，$R \gg r_D$，$\theta = 0$ 的条件下导出的，实际电路中的 r_{sr} 比上式计算值要大。

(3) 非线性失真：根据以上分析，大信号检波低通滤波器的放电时间常数 RC 越大，检波性能越好。如果 R 选得足够大，二极管内阻 r_D 的非线性作用会减小，使检波特性接近线性。另一方面，R 上的直流电压是二极管的反向偏压，对二极管相当于负反馈电压，也改善了检波特性的非线性。因此，只要负载电阻 R 足够大，因检波特性的非线性引起的失真就可以忽略。

值得注意的是，RC 过大又会从另外方面引起检波器的失真。与 RC 过大有关的失真有惰性失真和底边切割失真等。

(a)惰性失真

图 5－16 示出了惰性失真的情况。当检波器输入调幅波

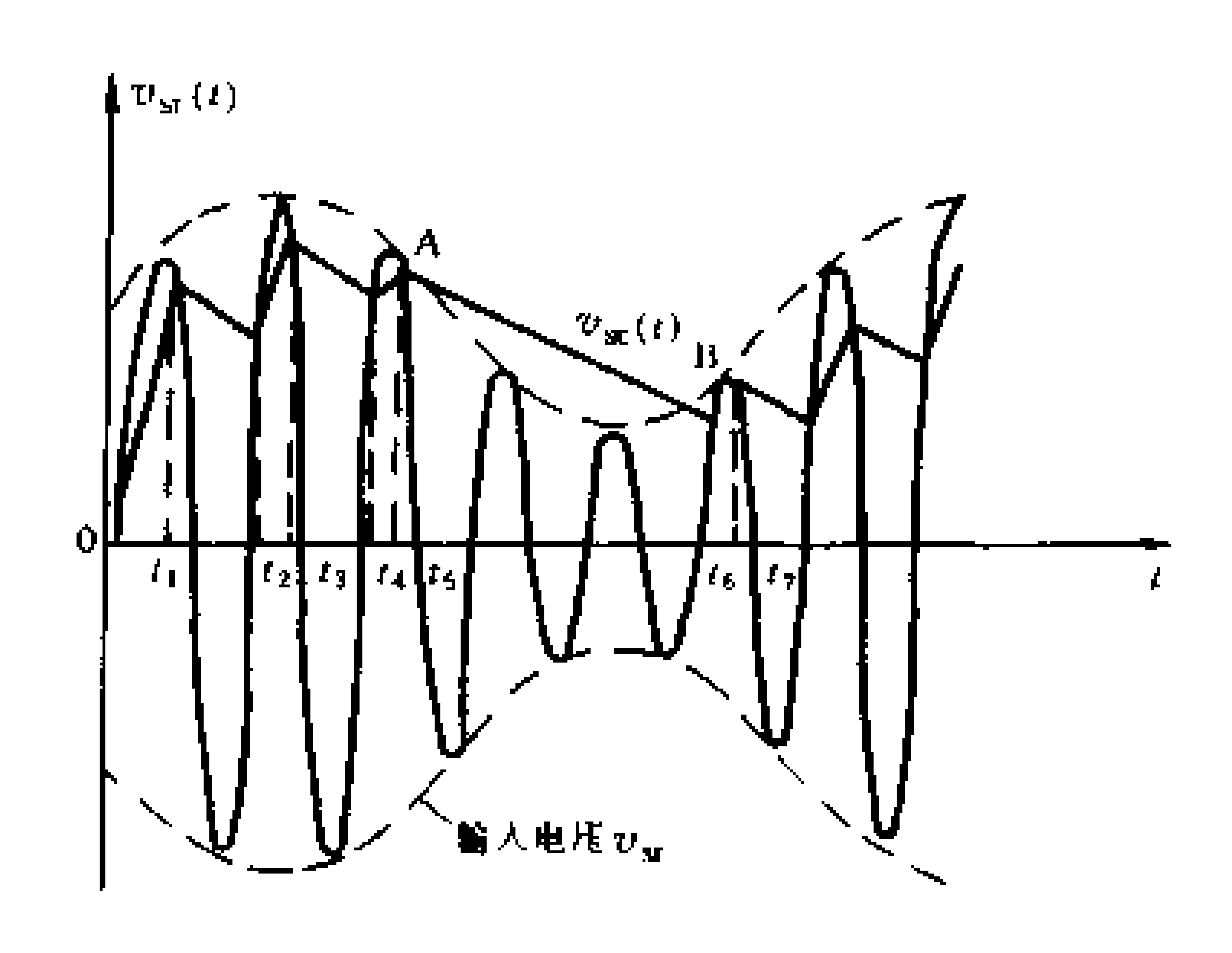


图 5－16 惰性失真

v_{s_r} 的调幅系数 m_a 较大，或调制信号的角频率 Ω 较高时，高频

调幅波的包络的变化比较陡。如果 RC 时间常数过大，电容 C 的放电变得十分缓慢，RC 两端电压来不及跟随调幅波的包络下降而下降，结果在 AB 区间内 v_{sc}的波形成为一条切割直线，引起了明显的波形失真，所以人们又称它为对角切割失真。不难理解，RC 的取值和调制信号的频率有关，即与调幅波包络变化的速度有关。如果调制信号的频率高，在 A 点处调幅波下降的速度就快，为了不产生对角切割失真，就要求电容 C 放电快，即时间常数 RC 要小，这样，C 上的电压即二极管负端的电压才能跟得上正端调幅电压的变化。这就是说，调制信号的频率越高，则 RC 就应取得越小。另一方面，调幅指数 m_a 取得大，调幅波包络的峰点值和谷点值相差就大，也就是图 5-16 中 A 点处调幅波下降的斜率大，为了不产生对角切割失真，也要求 RC 值要小。根据理论分析，不产生惰性失真应满足以下条件

$$RC \leqslant \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{2\pi F_{max} \cdot m_a}$$

式中，F_{max}为最高调制频率。

例如，广播收音机中，常取 $R=5.1\Omega$，若调幅指数 $m_a=0.8$，调制信号最高频率 $F_{max}=5\text{kHz}$，则检波电路的电容值应为

$$C < \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{2\pi F_{max} \cdot m_a}$$

$$= \frac{\sqrt{1-0.8^2}}{2\pi \times 5 \times 10^3 \times 5.1 \times 10^3 \times 0.8}$$

$$\approx 4700(\text{pF})$$

(b)负峰切割失真

为了将调制信号传送给下级负载，常采用电容耦合，如图 5-17所示。通常耦合电容 C_c 的容量较大，当检波器的直流负载为 R 时，对调制信号角频率 Ω(或频率 F)来说，其交流负载电

阻 R_Ω 应为 R 与 r_{sr2} 的并联值，即：

$$R_\Omega = \frac{R\, r_{sr2}}{R + r_{sr2}} < R$$

这类似于放大电路工作点与交流负载配合不当造成的削波失真。对照图 5－18(a)与(b)可以看出，检波器的输出电压可视为在直流分量 V_- 上叠加上一个交流分量 $v_\sim$。直流分量 V_- 取决于输入信号调幅波的平均值，而交流分量 $v_\sim$ 取决于调制信号 v_Ω，v_Ω 越大(即 m_a 越大)，$v_\sim$ 的峰值 $V_{\sim m}$ 越大。检波器输出电流[见图 5－18(c)]的直流分量 $I_- = V_-/R$，而交流分量 $I_\Omega = v_\sim/R_\Omega$。当 R 比

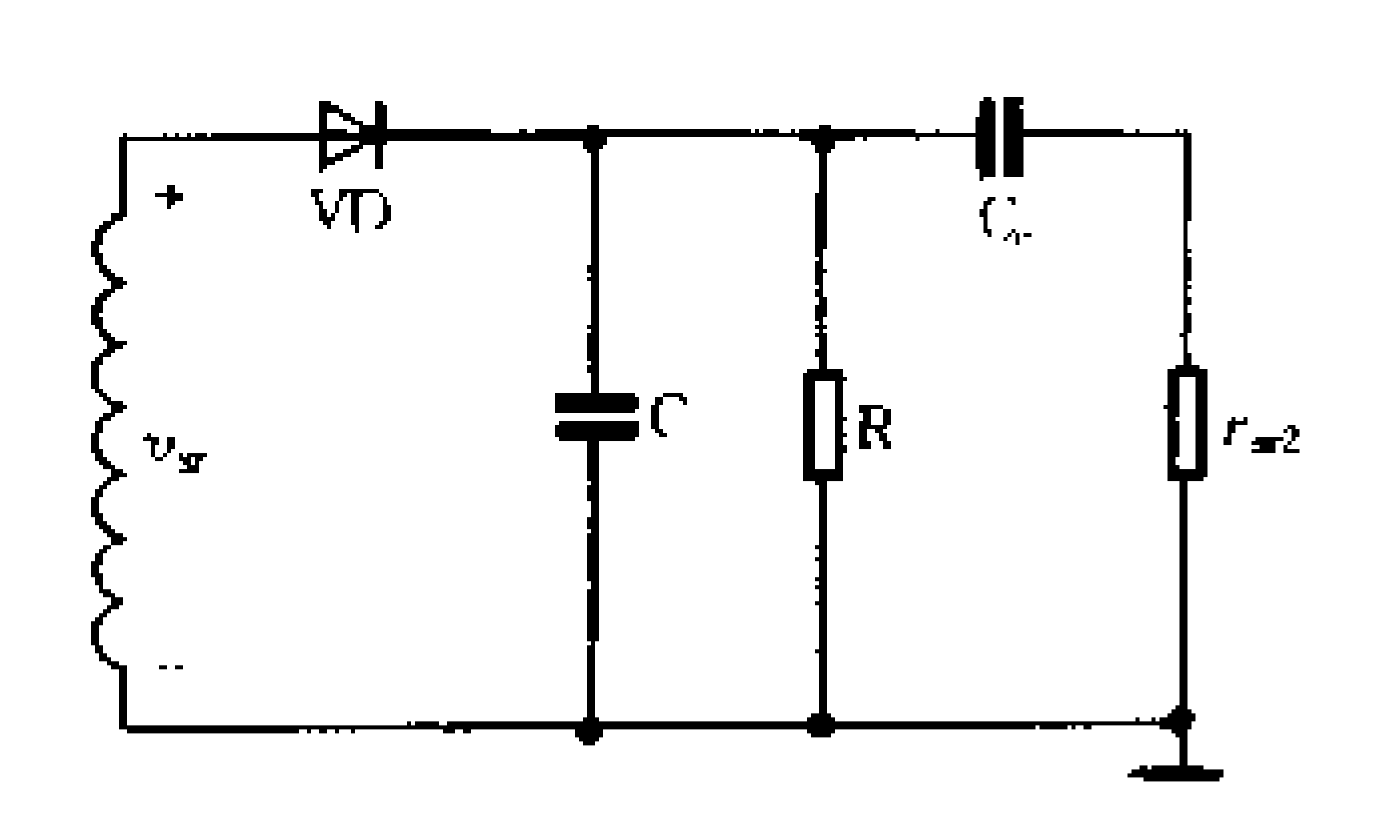


图 5－17 耦合电容及 r_{sr2} 的影响

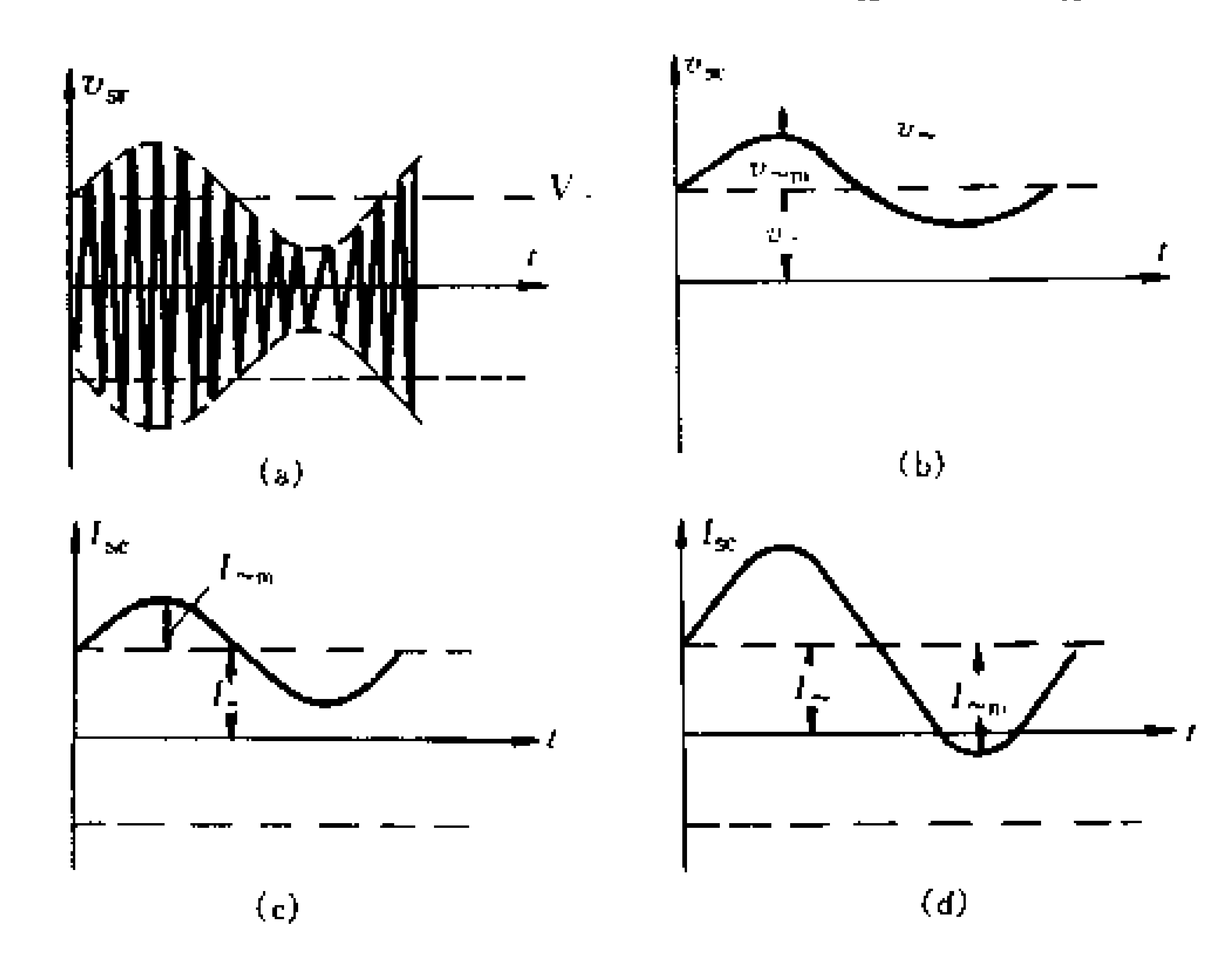


图 5－18 负峰切割失真图解

$r_{s\Omega}$大得多时，R_Ω 比 R 就小得多，这就有可能出现输出电流的峰值 $I_{\Omega m}$大于直流分量 I_- 的情况，导致出现图 5－18(d)中横轴以下的负电流。但是二极管又不能反向导通，不可能出现反向电流，致使交流分量的负值被切掉了底部，形成负峰切割失真。这种失真与调幅指数 m_a 直接有关，m_a 越大，越容易造成这种失真。根据理论分析，避免负峰切割失真的条件是

$$R_\Omega \geqslant m_a R$$

四、检波电路实例分析

1. 超外差式收音机的检波电路

图 5－19 所示是典型的超外差式收音机的检波电路。已调波经末级中频放大电路的变压器 T 供给检波电路一个载频为 465kHz 的调幅信号。检波电路处于大信号检波状态，R_1 与 RP 组成分压电路，以减弱负峰切割失真。电位器 RP 既是检波电路的负载又是音量控制的电位器，控制输出声频信号电压的大小。C_1、R_1、C_2 为高频滤波器。R_2、C_4 组成自动增益控制（AGC）电路，将 A 点取得的检波电压滤去其声频成分，获得一个与已调波载波强弱有关的直流电平去控制中频放大电路的基极偏置，达到自动控制中频放大电路电压放大倍数的目的。

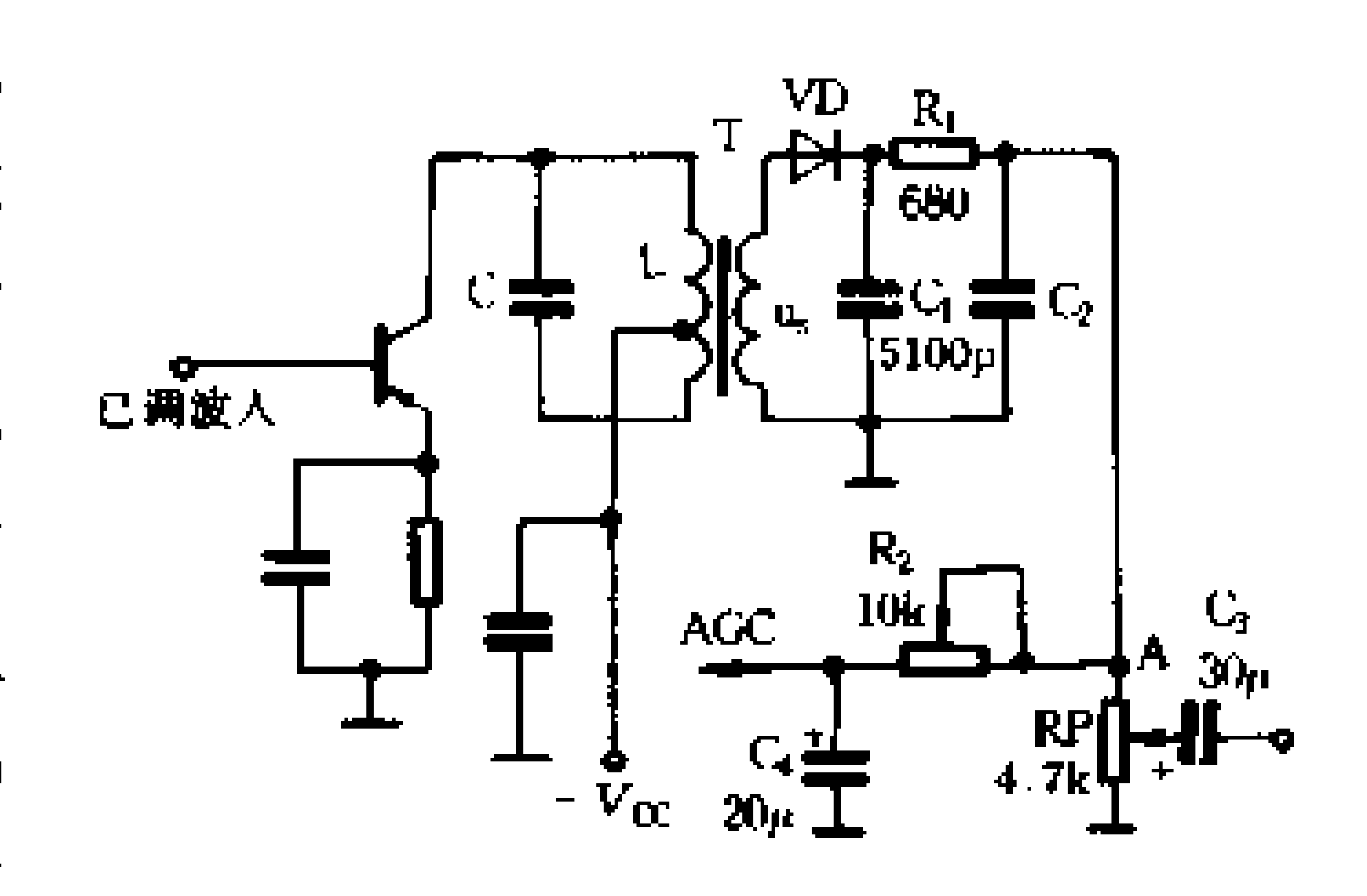


图 5－19 典型的差外差式收音机的检波电路

2. 电视接收机中的视频检波电路

电视机中视频检波电路的主要作用是由图像中频调幅信号

中检出极性正确的0～6MHz的视频信号，并送入视频放大与同步分离电路。同时利用检波二极管的非线性，将两个中频信号在检波电路中再一次进行混频，产生一个频率6.5MHz的第二伴音中频信号送到伴音通道。

图5－20所示是某黑白电视机的视频检波电路。由末极中

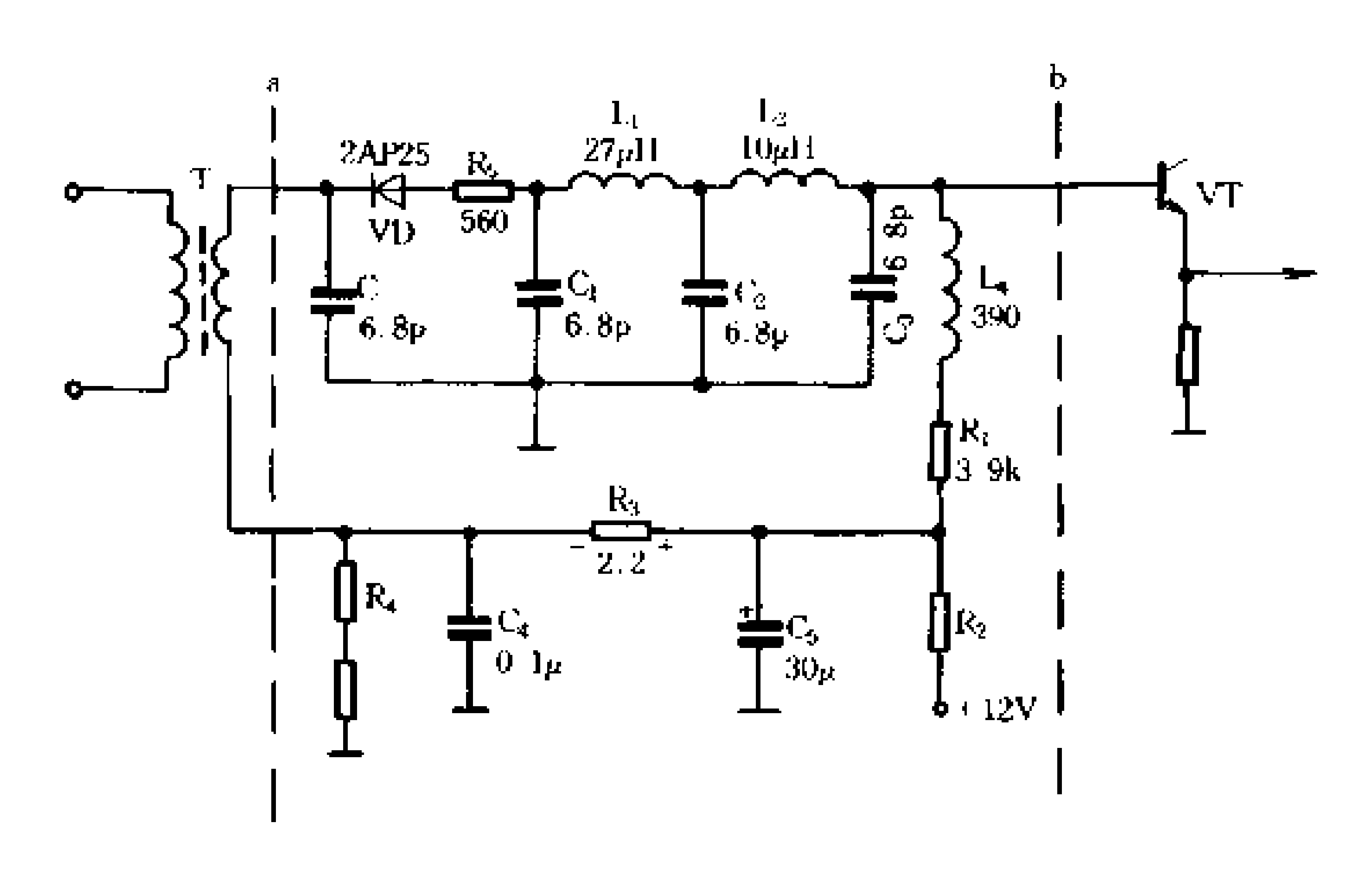


图5－20　黑白电视机视频检波电路

放的中频变压器T提供的载频为37MHz的图像调幅信号和载频为30.5MHz的声音调频信号通过直接耦合通入检波电路。VD是检波二极管，R_1是检波负载。需要特别指出的是，由于视频信号的频带比声频信号宽得多(0～6MHz)，所以不能再用RC滤波电路，常采用LC滤波电路。图中L_1、L_2和C_1、C_2构成中频滤波器，用以滤除中频信号。为了提高视频信号中的高频分量，在检波负载R_1上串联了电感L_4，L_4与C_3组成谐振电路，以补偿视频信号的高频衰减。R_5是阻尼电阻，用来减小因各电感Q值过

高形成的尖锐的谐振峰，并用以加强滤波和防止自激。R_2、R_3、R_4 是预视放级晶体管 VT 的偏置电阻，接入 C_4 和 C_5 用以旁路中频和视频信号。利用 R_3 上的电压降向检波二极管提供一个较小的正向偏置电压，以提高检波效率并减小信号失真。

第四节　频率调制电路

前面我们介绍了有关振幅调制与解调的基本知识。调幅波的特点是载波的频率始终不变，它的幅度随调制信号而变化。这一节我们再介绍频率调制电路。

调频波和调幅波相反，它的幅度始终保持不变，而频率却随着声频信号而变化，调频通常用 FM 表示。目前，调频广播、电视伴音、无线话筒和无线对讲机等，都是利用调频波传送的。

一、频率调制的基本知识

1. 调频信号的波形与数学式

受正弦信号调制的调频信号波形如图 5－21 所示，它的形状宛如一条疏密不均匀的弹簧，当调制信号 v_Ω 为零时，调频波的瞬时频率等于载波频率 f_o，f_o 是调频波的中心频率，也叫平均频率。调制信号输入后，载波的频率随着调制信号而变化，调频信号瞬时值增大时，调频波的瞬时频率随之成正比地增高。当调制信号达到峰值时，调频波的瞬时频率为最高值 f_{max}。f_{max}

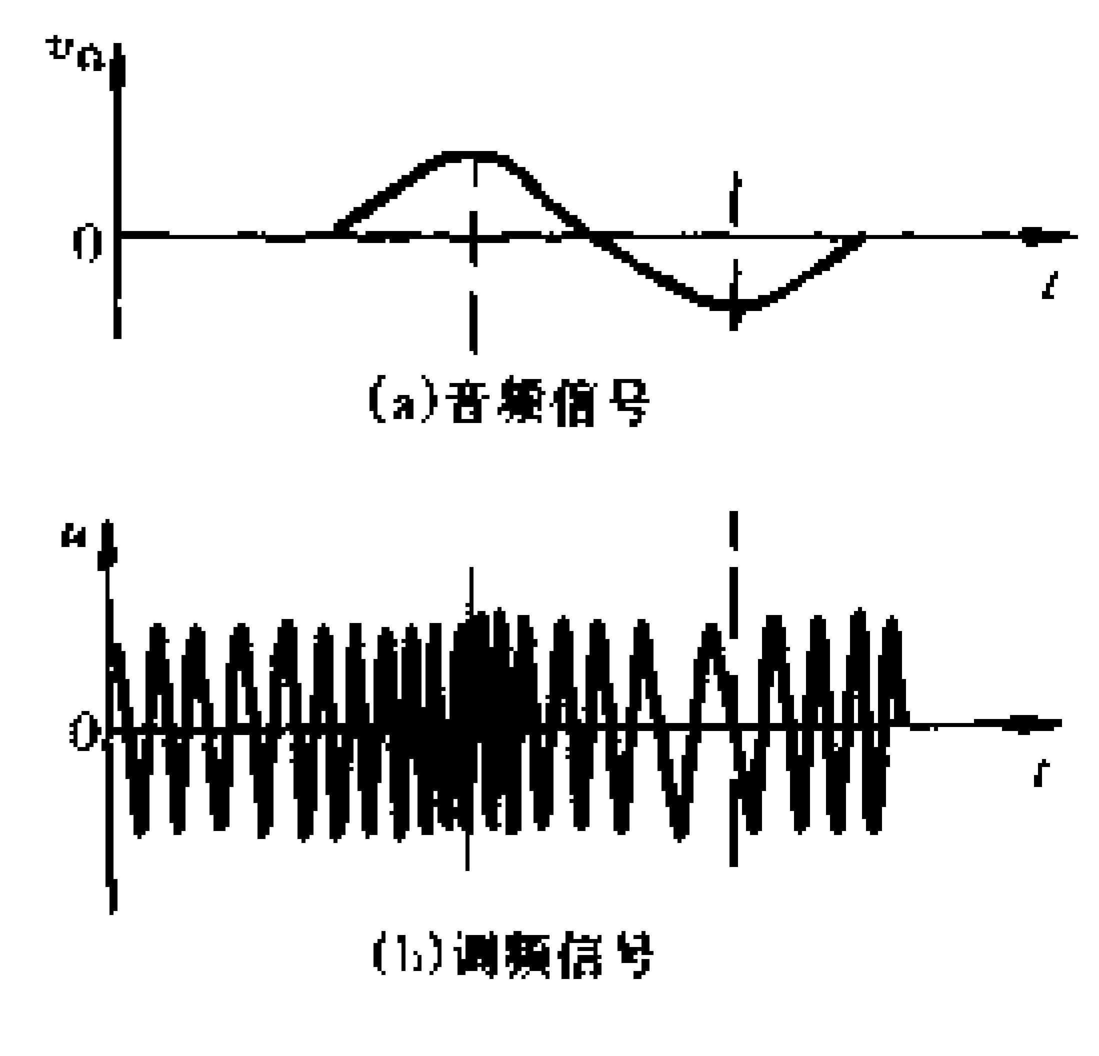


图 5－21　调频信号的波形

与中心频率 f_0 的差值 Δf(即载波频率变化的宽度)称为频率偏移,简称频偏或频移,即 $\Delta f = f_{max} - f_0$。频偏的大小由调制信号的幅度决定,与调制信号的频率无关。调制信号从正峰值逐渐减小并向负半周变化时,调频波的瞬时频率随之降低,当调制信号为负峰值时,调频波的瞬时频率最低,用 f_{min} 表示,即比中心频率 f_0 低 Δf。由波形图可见,调频波是一个瞬时频率与调制信号瞬时值成正比变化的等幅波。

调制信号的瞬时值表示式为:

$$v_\Omega(t) = V_{\Omega m}\cos\Omega t$$

载波信号的瞬时值表示式为

$$v_c(t) = V_{cm}\cos\omega_0 t$$

则调频后所得的调频信号瞬时值表示为

$$v = V_m\cos[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t]$$

$$= V_m\cos[\omega_0 t + \frac{\Delta f}{f}\sin 2\pi F t]$$

式中,Δf 为频偏,它仅与调制信号的峰值 $V_{\Omega m}$ 成正比,与调制频率 F 无关,即

$$\Delta f = K_f V_{\Omega_m}$$

其中 K_f 是反映调制信号控制载波频率变化能力的比例系数,取决于调频电路的性能。在调频广播系统中,频偏 Δf 取 75kHz,电视伴音的频偏取 50kHz。

上列调频波的瞬时值表示式中,$\Delta f/F$ 称为调频指数,即

$$m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{K_f V_{\Omega m}}{F}$$

在调频广播系统中,Δf = 75kHz,声频的频率范围为 20Hz ~ 15kHz,则可算出调频指数,即

$$F_{min} = 20Hz \qquad 则\ m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75kHz}{20Hz} = 3750$$

$$F_{max} = 15kHz \qquad 则\ m_f = \frac{75kHz}{15kHz} = 5$$

可见，在相同的频偏下，不同频率的调制信号，调频指数 m_f 也不相同，调制信号的频率越低，m_f 越大。m_f 的大小直接关系着调频信号的抗干扰能力，m_f 越大，抗干扰能力越强。为了提高调制信号高频分量的调频指数，在发射机中常采用"预加重"措施，以提高高频分量的强度。在接收机的鉴频器后要采取相应的"去加重"电路，以保证调制信号不失真的传递。

2. 调频信号的频谱

调频波比调幅波的频率成分要丰富得多。理论分析证明，在典型调频波的频谱图中，除载频成分外，在它的两侧还有无数对边频。相邻边频之间的频率间隔也是一个调制频率 F。用数学方法可以求出调频信号所含的各个频率分量，对于单音频调频信号所含有的载频及多对上下边频分量为

f_0——载频分量

$f_0 \pm F$——第一对上下边频分量

$f_0 \pm 2F$——第二对上下边频分量

⋮

$f_0 \pm nF$——第 n 对上下边频分量

n 的取值与调频指数 m_f 有关。在工程上通常规定，凡是振幅小于未调制载波振幅 10%的边频分量都可以忽略不计，只要传送振幅为未调制载波振幅 10%及 10%以上的边频分量，就可以保证信号基本上不失真，这样也就确定了调频波的频谱宽度。n 的取值为

$$n = m_f + 1$$

由此可画出调频信号的频谱图，如图 5－22 所示。

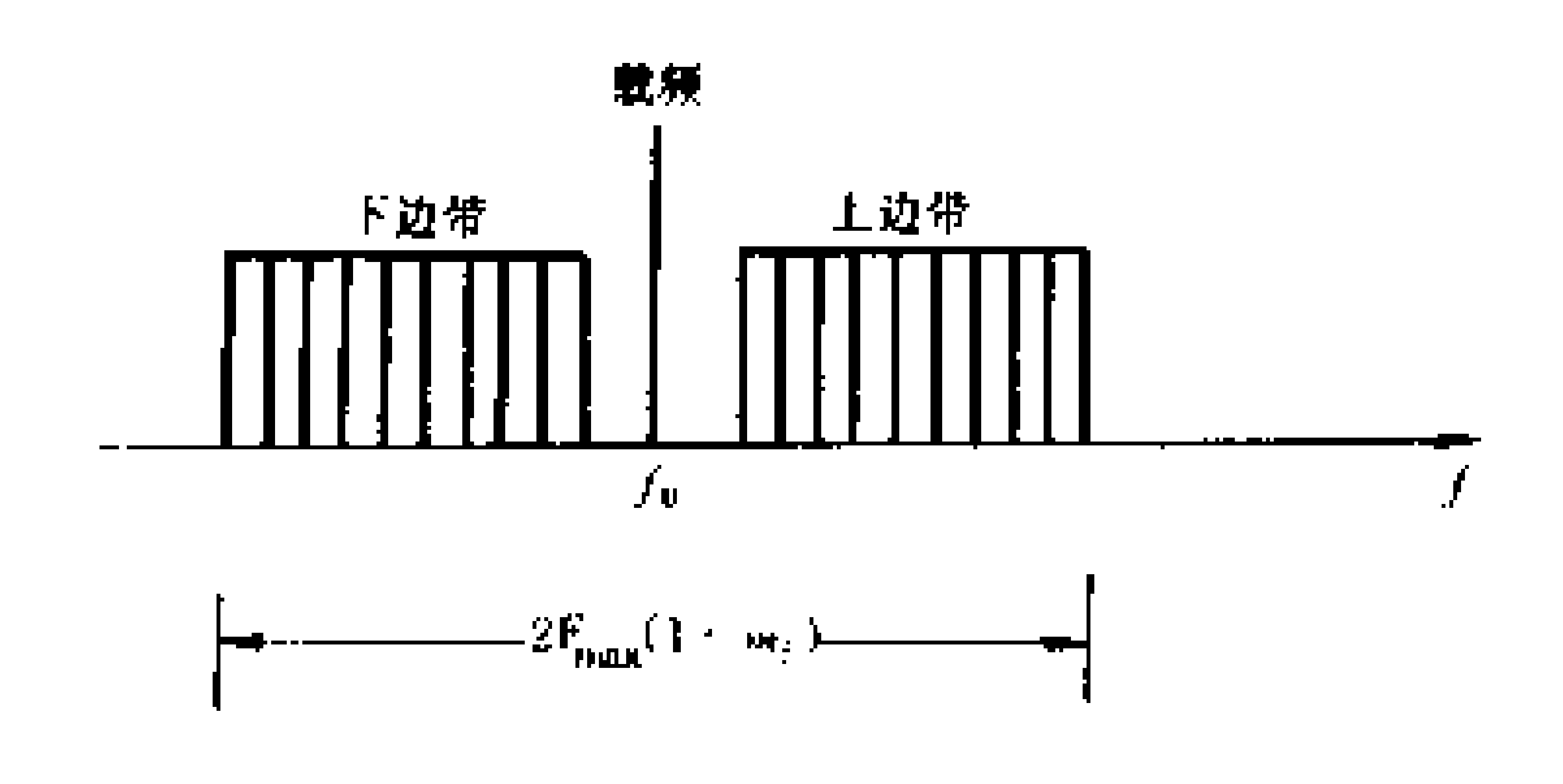


图 5－22 调频信号的频谱图

根据频谱图，可求得调频信号所占频带宽度的公式为

$$B = 2F_{max}(1+m_f) = 2(F_{max}+\Delta f)$$

[例题] 在调频广播系统中，按国家标准，$\Delta f = 75\text{kHz}$，$F_{max} = 15\text{kHz}$，试计算频谱宽度。

解：

$$B = 2(F_{max}+\Delta f) = 2\times(15+75) = 180(\text{kHz})$$

由以上分析可知，一个调频电台所占用的频带宽度比一个调幅电台所占用的频带要宽得多，这样，调谐电台可以将声频信号的频率范围扩大到 20Hz～15000Hz，再加上调频波的抗干扰能力较强，所以声音质量比调幅电台好得多。但是，正由于它占用的频带较宽，不适用于中波和短波波段，因为中波和短波的频带安排一百多个调谐电台就占满了，因此，只应用于超短波(VHF)以上的波段范围内，我国规定调频广播的频段为 88MHz～108MHz。

读者都有这样的体会和感受：将电视伴音（采用调频制）和普通调幅收音机的收听效果进行比较，电视伴音和调频广播的声音纯净，优美动听。这是因为调频广播所传送的信号频带宽，

信噪比、抗干扰能力强。一般干扰都是使已调波的振幅发生变化，所以在调幅收音机的检波器中干扰与被传送的信号一起被检出；在调频系统中，可由接收机的限幅器把干扰信号切除，而不丢失被传送的内容。另外，调频波是等幅波，所以发射机功率利用率也较高。

二、直接调频电路

调频电路的种类很多，无论采用哪种调频电路，都应满足以下要求：

(1) 具有线性的调频特性，即已调波的瞬时频率应与调制信号幅度成比例地变化。

(2) 具有较高的调制灵敏度，即单位调制电压的变化所产生的频率偏移要大。

(3) 最大频偏 Δf 与调制信号频率无关，在调制过程中保持不变。

(4) 未调制的载波频率(即已调波的中心频率 f_0)应具有一定的频率稳定度。

(5) 寄生调幅应尽可能小。

产生调频信号的方法主要有两种：

(1) 直接调频：用调制信号直接控制载频振荡电路的振荡频率。

(2) 间接调频：先对调制信号积分，然后用积分后的调制信号对载波进行调相，最终得到调频信号，即由调相到调频。

本书只介绍无线电爱好者接触较多的直接调频电路。

1. 变容二极管调频

变容二极管是根据PN结的结电容随反向电压的改变而变化的原理而设计的一种二极管。它的极间结构、伏安特性与一

般检波二极管没有多大差别，所不同的是在加反向偏压时，变容二极管呈现一个较大的结电容，这个结电容的大小能灵敏地随反向偏压而变化。正是利用了变容二极管这一特性，把它接到振荡电路的振荡回路中，回路的电容量就会明显地随调制电压而变化，从而改变振荡频率，达到调频的目的。

图 5－23 变容二极管电路符号

图 5－23 是变容二极管的电路符号。变容二极管的一个重要参数是它的电容变化指数 ν，ν 越大，电容量随反向偏压的变化越显著。对缓变结 $\nu = 1/3$；对于突变结 $\nu = \frac{1}{2}$；对于超突变结 $\nu = 1 \sim 4$。所以选择变容二极管时应选用超突变结变容二极管，以获得较大的调频灵敏度和线性频偏。

图 5－24(a)所示是利用变容二极管直接调频的实际电路，图 5－24(b)所示是它的简化等效电路。由图 5－24(b)可见，这是一个电容三点式 LC 振荡电路。图 5－24(a)中，两个变容二极管 VD_1、VD_2 的电容量受调制电压 v_Ω 的控制。调整变容二极管的偏置电压或电感 L 的电感量，可使振荡电路的中心频率在 50MHz 到 100MHz 的范围内变化。L_1、L_2 及 L_3 均为高频扼流圈，用于阻断高频电流。

这个电路的显著特点是用两个变容二极管作背靠背的连接来实现调频。VD_1、VD_2 对调制信号是并联连结（因高频扼流圈 L_1 对音频可视为短路，对高频可视为开路），以实现 v_Ω 对变容二极管的控制作用。VD_1、VD_2 对高频振荡信号又是串联连接，因此每个变容二极管所承受的高频电压仅为使用一个变容二极管的同类调频电路的一半，大大减轻了高频信号对变容管的不利作用，削弱了变容管对振荡回路 Q 值的影响。

2. 电容式话筒调频

用电容式话筒作为调频元件是直接调频法中最简单的一

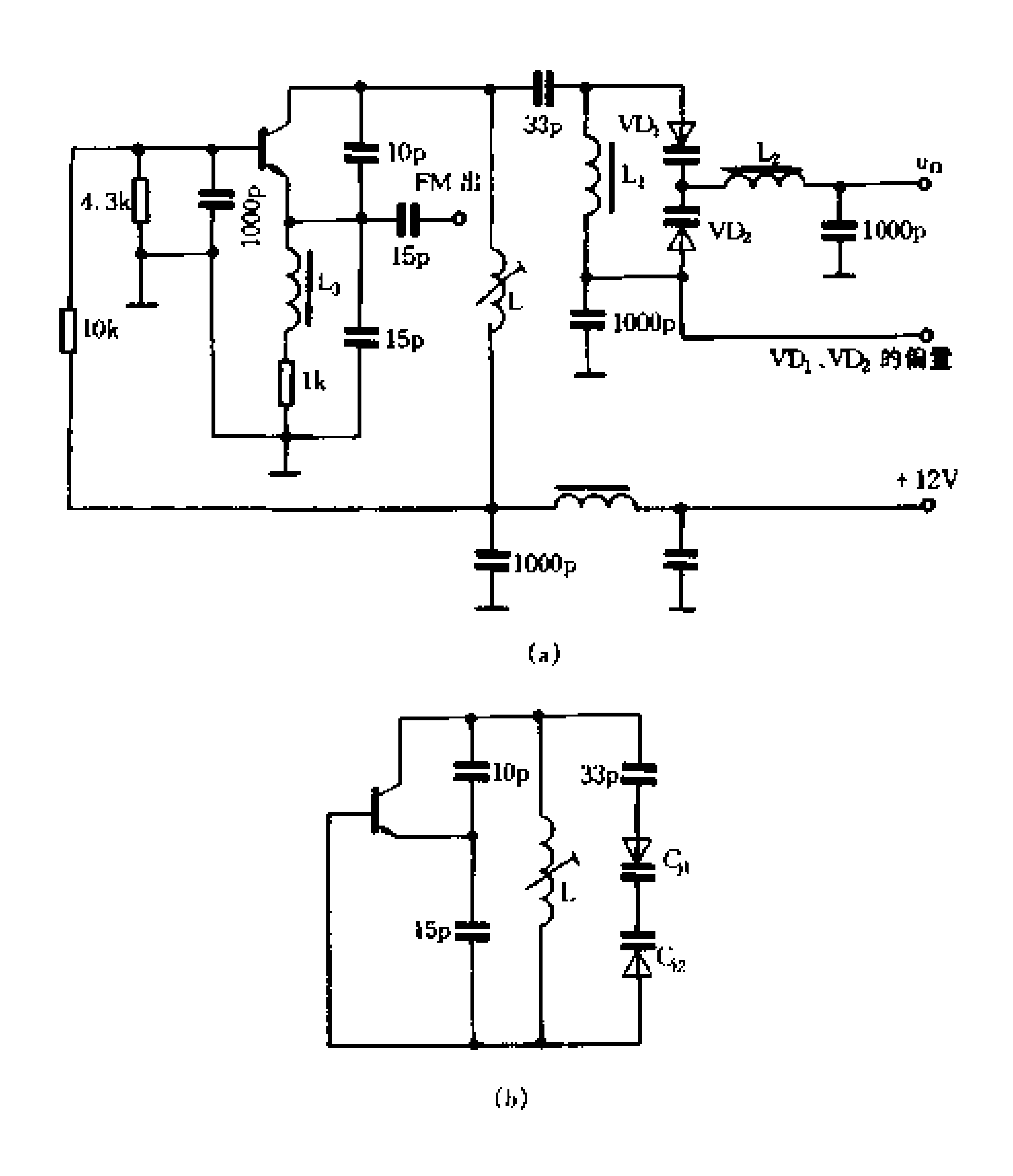


图 5-24 变容二极管直接调频的实际电路

种。图 5-25(a)所示是话筒直线调频的一个实例。图 5-25(b)所示是它的简化等效电路。图中,电容式话筒并联在 LC 谐振回路上,当对着话筒讲话时,在声波的作用下,话筒的金属膜片振动,引起膜片与另一个电极之间的电容量变化,使振荡电路的振荡频率随声频信号(即调制信号)作相应的改变,达到调频的目的。

振荡电路接成共基极组态,C_2 和 C_4 是高频信号的旁路电

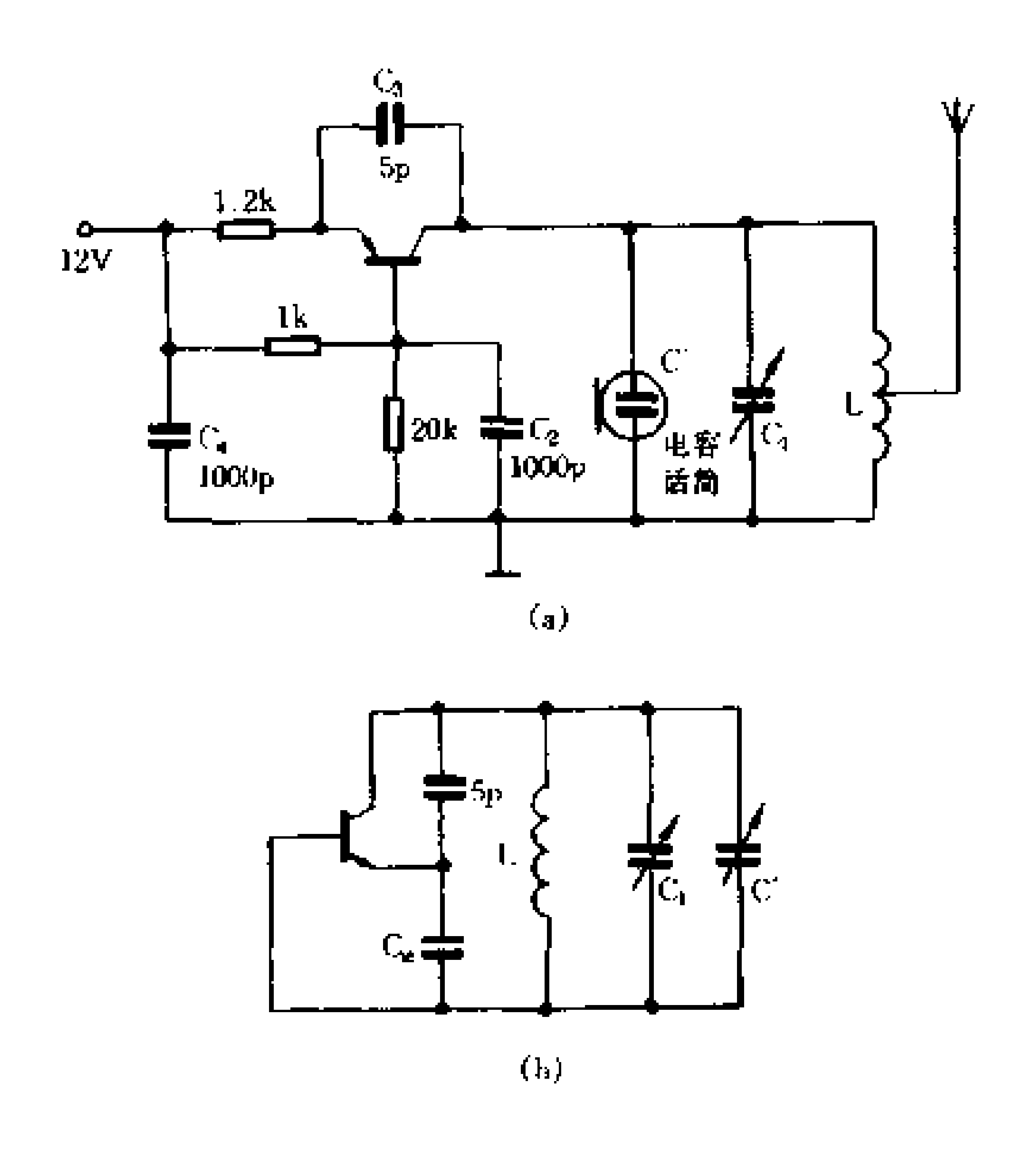


图 5-25 话筒直接调频

容器。C_3 是正反馈电容器。振荡电路的中心频率 f_0 可由微调电容 C_1 来调整。由等效电路可见，这是电容三点式振荡电路，晶体管的极间电容 C_{ie} 也是回路的参数。

图 5-25 的电路主振频率约在 20MHz 左右，音质较好，但功率过低，中心频率稳定度不高。它主要用来制作体积很小的无线话筒。

3. 石英晶体振荡电路直接调频

某些对中心频率 f_0 要求很高的调频装置，可以采用直接对石英晶体振荡电路进行直接调频。图 5-26 示出了晶体振荡电路直接调频的原理图。图中变容二极管与石英晶体相串联，变

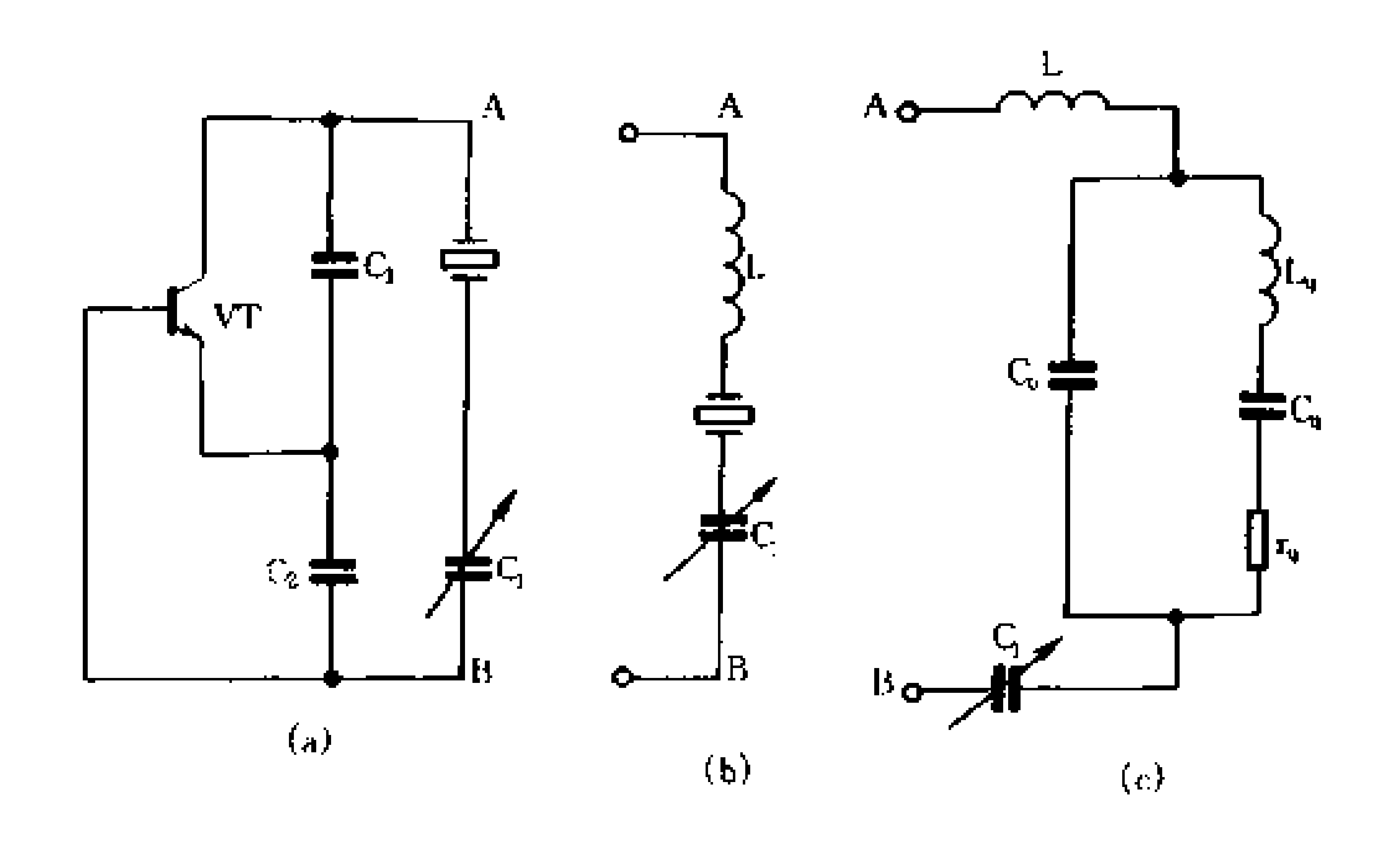


图 5-26　晶体振荡电路直接调频原理图

容二极管的结电容 C_j 受调制电压 v_Ω 的控制，因而石英晶体的等效电感也受到控制，使振荡电路的振荡频率受到调制电压 v_Ω 的控制而获得调频波。

在本书第四章中已经介绍过，石英晶体振荡电路的频率稳定度很高，电路参数变化对振荡频率的影响极小。但是，这又带来一个问题，变容管 C_j 的变化所引起的调频波的频偏是很小的，这个偏移不会超出石英晶体串联、并联两个谐振频率差值的一半，一般 f_s 与 f_p 之差只有几十至几百赫。为了加大晶体振荡电路直接调频的频偏，可在图 5-26(a)中的 AB 支路内串联一个电感 L，如图 5-26(b)所示。L 的串入能减小石英晶体静态电容 C_0 的影响，扩展石英晶体的感性区域，使 f_s 与 f_p 间的差值加大，从而增强了变容管控制频偏的作用，使频偏加大。图 5-26(c)是 AB 支路串入电感 L 后的等效电路。

图 5-27(a)绘出了一个中心频率为 4.3MHz 的晶体调频振

荡电路的实际电路。图 5-27(b)所示是它的交流等效电路。

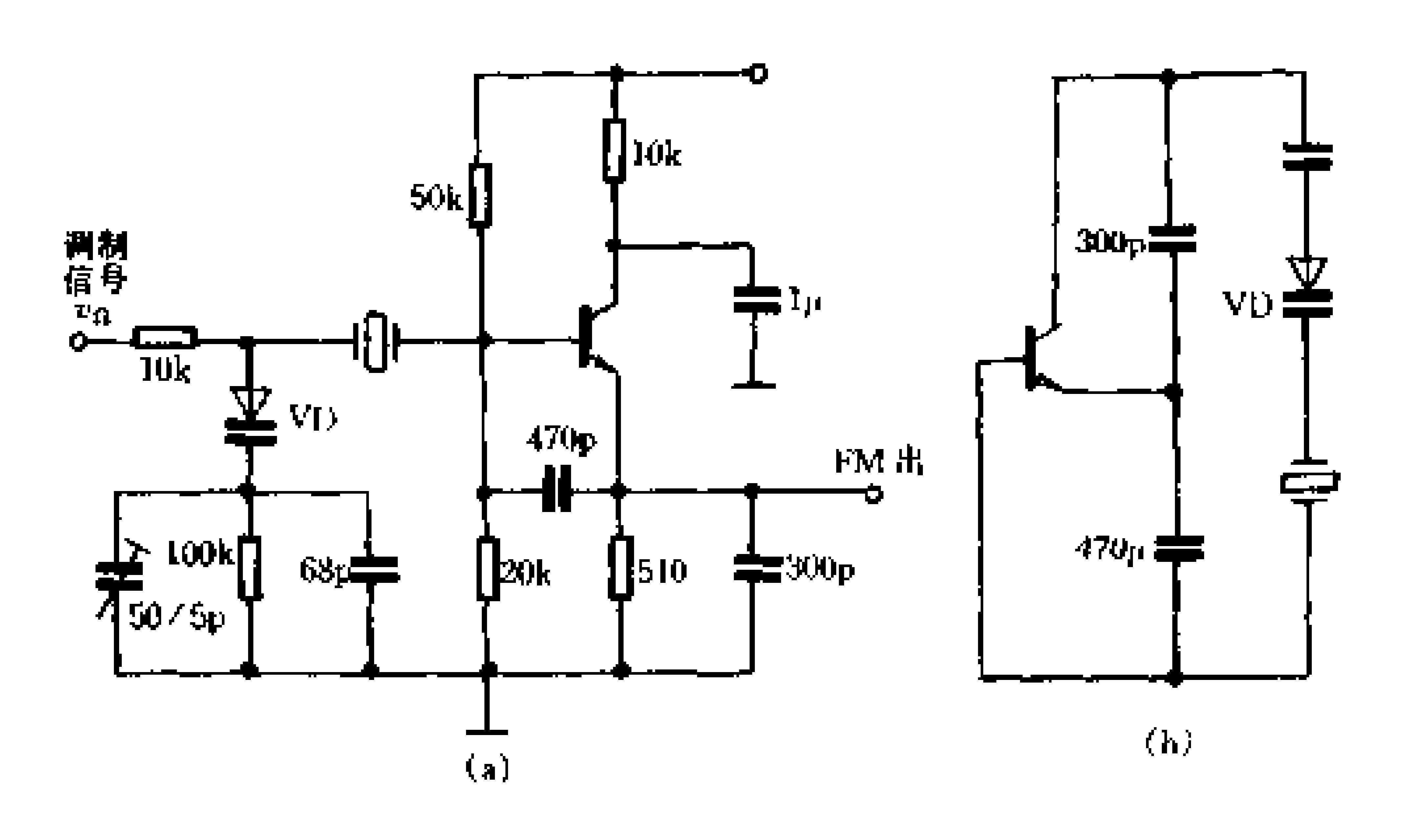


图 5-27 晶体调频振荡电路实例

第五节 调频信号的解调(鉴频)

大家知道,利用调幅收音机是不能接收调频信号的。这是因为,调频波的振幅不随音频信号而改变,利用振幅检波器对调频信号进行检波,无法检出所需的声频信号。为了对调频信号进行解调,需要应用专门的解调器——鉴频器。鉴频器又叫频率检波器,它的任务就是从调频波中检出原调制信号。要完成这个任务,一般要分成两步进行:第一步先将等幅的调频波变换成振幅随频率变化的调幅波,使其幅度变化的规律和频率变化的规律相同;第二步再利用振幅减波器除去载波,检出所需的声频信号。

鉴频器的形式很多,常用的有斜率鉴频器,相位鉴频器和比例鉴频器等。

一、斜率鉴波器

图 5－28(a)所示是一种最简单的斜率鉴波器，它由失谐的单调谐回路与二极管振幅检波器组成。从电路形式上看，它与二极管检波器没有什么差别，不同之处仅在于调谐回路的谐振频率不是调频波的中心频率，而是大于或小于调频波的中心频率。通常使调频信号的中心频率 f_0 位于谐振回路幅频特性曲线倾斜部分直线段的中心，如图 5－28(b)所示。由图可见，当输入为调频波时，由于其瞬时频率是变化的，在 f_0 相对于 f_{LC} 失谐的情况下，等幅的调频波通过调谐回路后，回路两端的电压 v_{LC} 的大小必然会随输入信号 v_C 的频率变化而变化，如图 5－28(c)所示，从而实现了将调频波变换成调幅波的波形变换。

由于 LC 回路的幅频特性曲线两侧的线性范围不够宽，波形变换中非线性失真大，在实际应用中常用两个 LC 回路作成平衡斜率鉴频电路(也叫双失谐回路鉴频器)，如图 5－29 所示。

双失谐回路斜率鉴频器由两个单失谐斜率鉴频电路组成，鉴频输出取它们的差值。两个回路的幅频特性完全相同，唯谐振频率有所差异，一个谐振于 f_{01}，另一个谐振于 f_{02}，与调频波中心频率 f_0 的关系是

$$f_{01} > f_0 > f_{02}$$

$$f_{01} - f_0 = f_0 - f_{02}$$

其总鉴频特性如图 5－29(b)所示。显然，这种鉴频器的线性范围很宽，可以达到几兆赫，输出电压也比单失谐鉴频器大得多。

二、相位鉴频器

相位鉴频器(双调谐鉴频器)是利用双耦合回路的相位－频率特性将调频波变成调幅调频波，通过振幅检波器恢复原调制

调频波

v_c

C

L

v_{Lc}

VD

C_1

R_1

调制信号

(a)

V

V_0

B

A

C

ΔV

ΔV

v_{cc}(包络)

0

f_0

f

v_c

ΔF

ΔF

(b)

v_c

v_{Lc}

(c)

图 5－28　斜率鉴频器原理电路

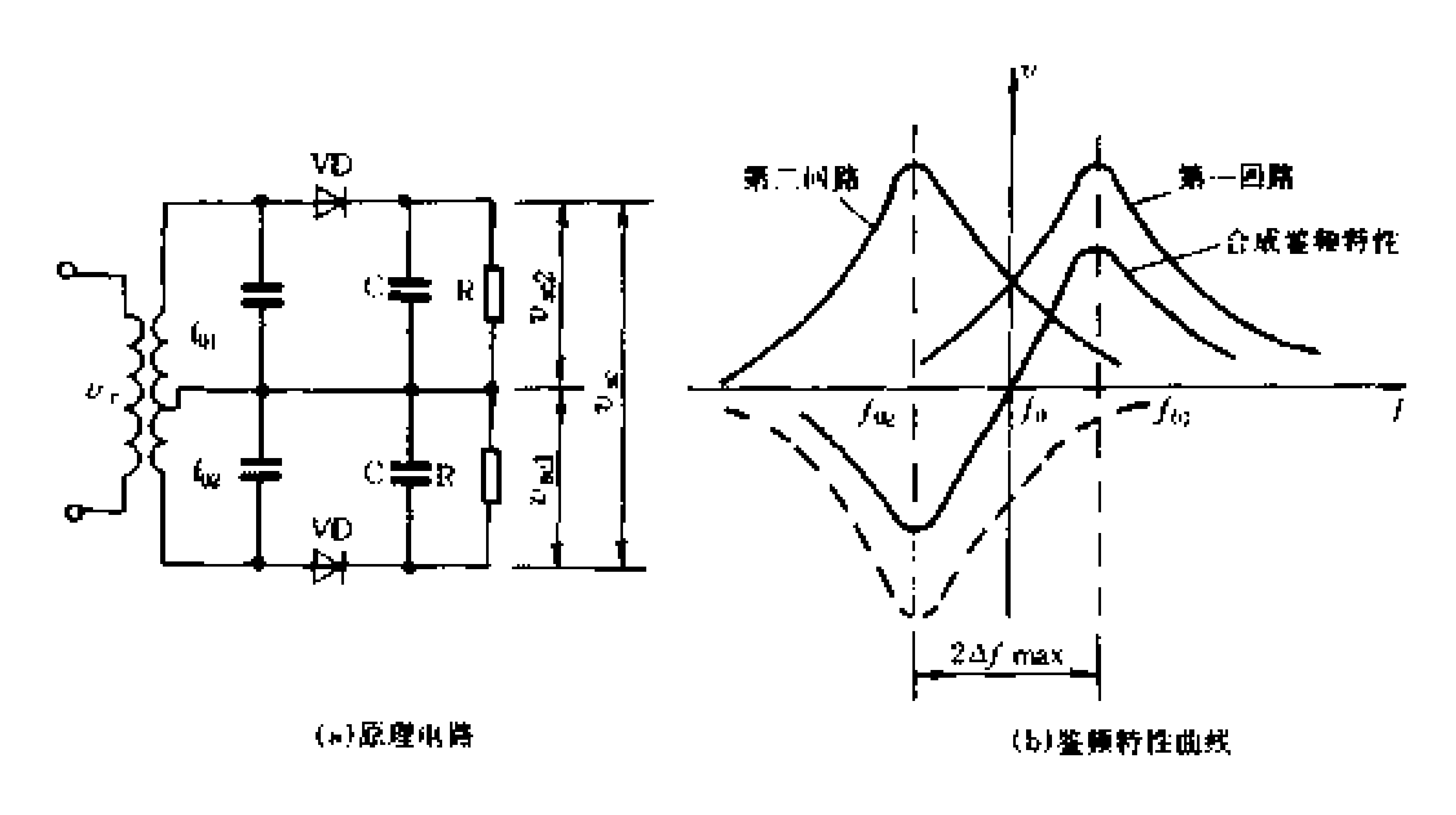


图 5-29　双失谐回路鉴频器

信号的一种鉴频电路。它的原理框图见图 5-30。它由两部分组成，虚线框内为调频-调频调幅波变换电路，右边部分为振幅检波(包络检波)器。

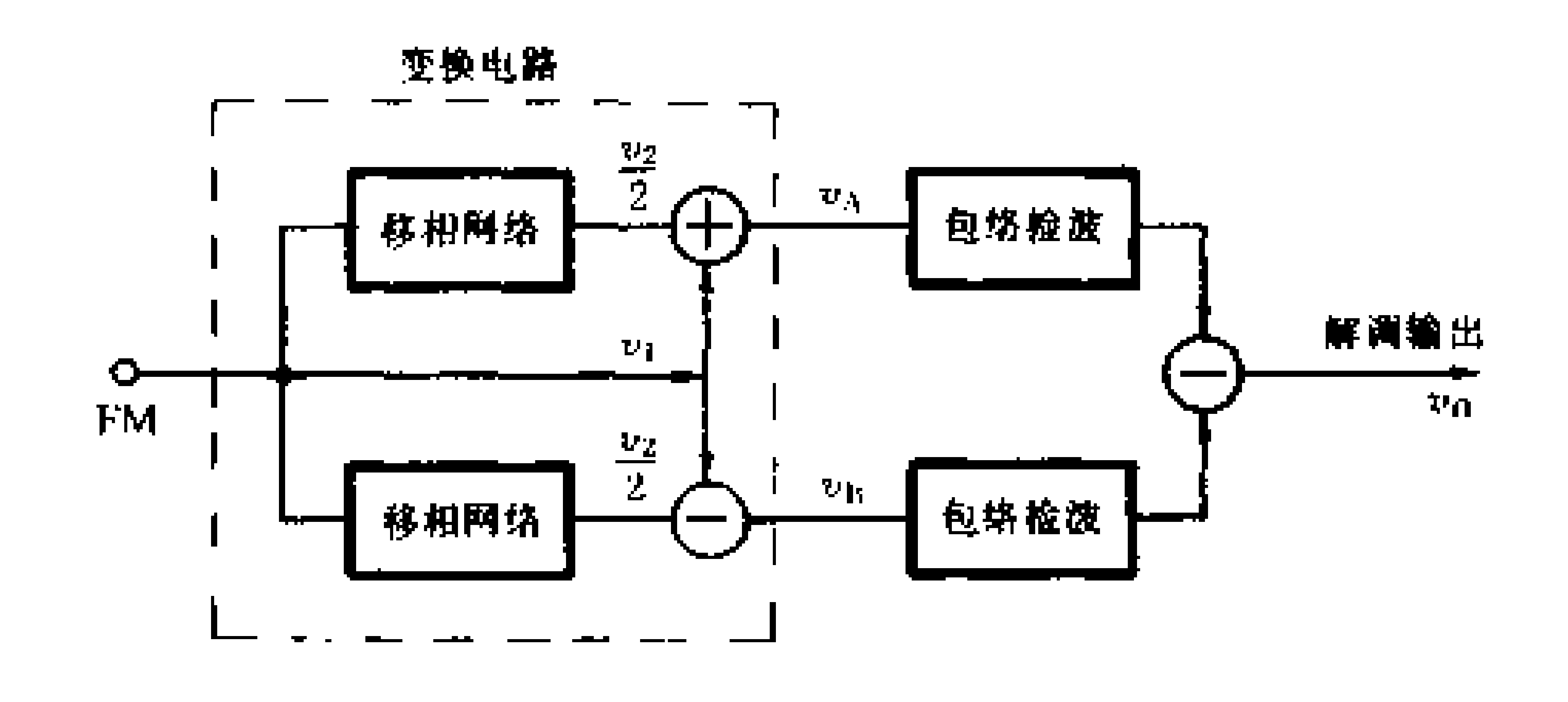


图 5-30　相位鉴频器原理框图

图 5-31 是互感耦合相位鉴频器的基本电路。变换电路是由双耦合回路组成。其初级 L_1C_1 和次级 L_2C_2 两个回路都调谐在调频波的中心频率上。电容 C_C 的容量较大，对信号可视为短路；L_3 是高频扼流圈，对信号可视为开路，它是为检波电路的直

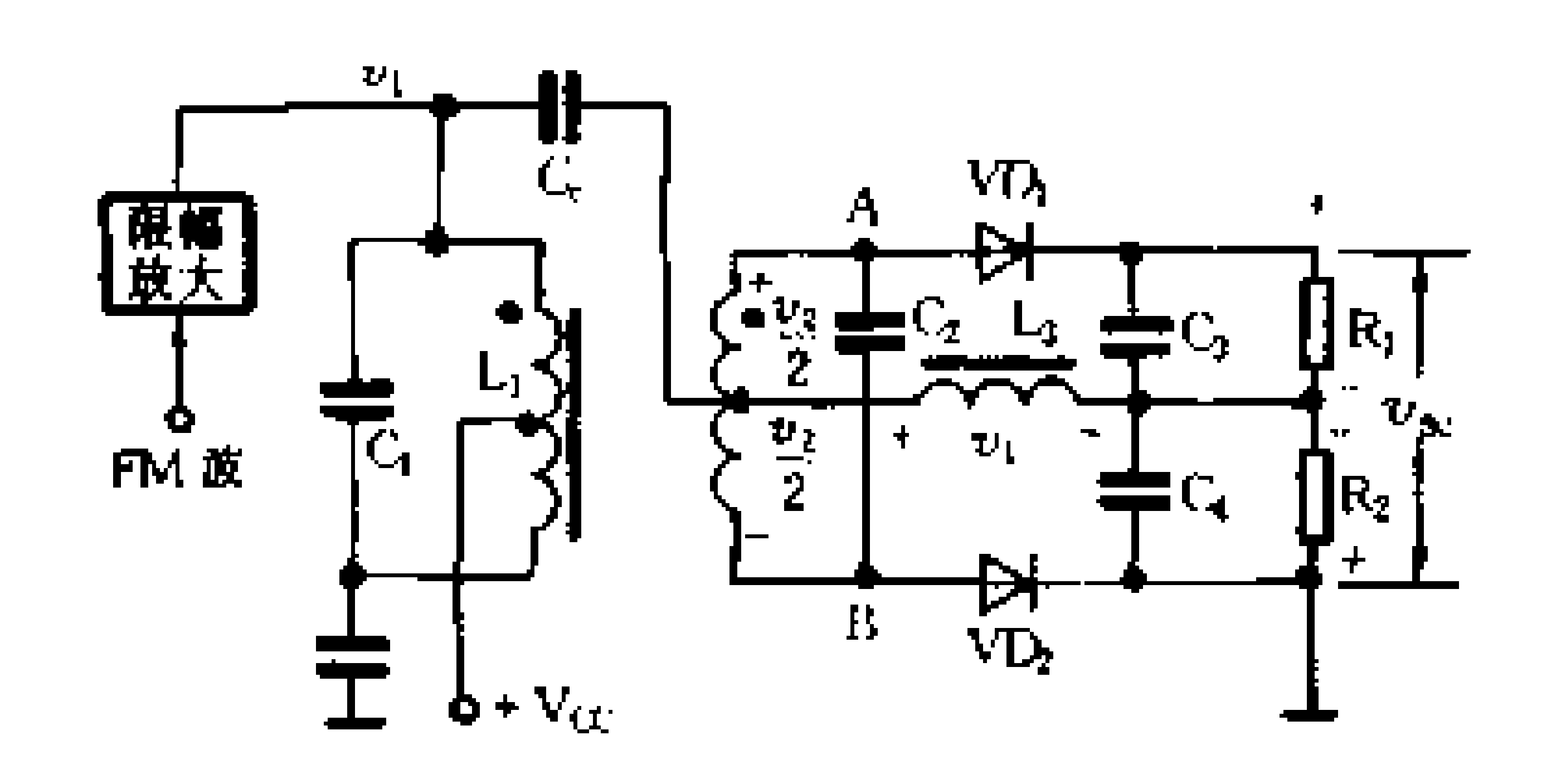


图 5-31 相位鉴频器基本电路

流设置的通道。为了实现调频-调幅调频变换，初级和次级之间采用了两种耦合方式：一种是通过互感耦合，即 v_1 通过互感在次级产生电压 v_2；另一路是通过电容 C_C 将 v_1 耦合到高频扼流圈 L_3 上，L_3 两端的电压近似等于 v_1。此时，变换电路送给两个检波二极管上的电压分别为

$$v_{D1} = v_1 + \frac{1}{2}v_2$$

$$v_{D2} = v_1 - \frac{1}{2}v_2$$

振幅检波器是由二极管 VD_1、VD_2 和低通滤波电路 R_1C_3、R_2C_4 组成。

为了分析双调谐回路在不同频率的工作状态下 v_1 和 v_2 之间的相位关系，绘出了图 5-32 所示的互感耦合调谐回路，图中两个回路的谐振频率相同，均调谐在调频波的中心频率上。如果变压器次级为开路或接纯电阻负载，则 v_2 与 v_1 同相或反相。而图 5-32 中，变压器负载是电容，且次级回路又是调谐回路，这时 v_2 与 v_1 的相位关系就不再是同相或反

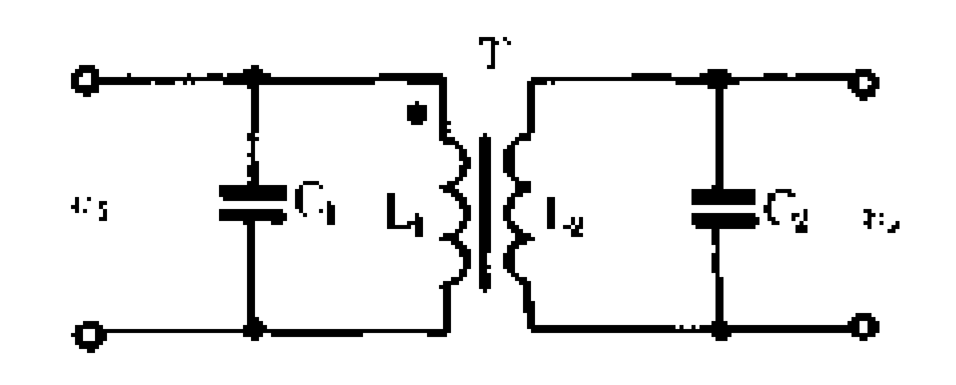


图 5-32 互感耦合调谐电路

相了，其相位差将随 v_1 频率的变化而变化。根据理论分析，当输入调频波的瞬时频率 f 等于回路的谐振频率 f_0 时，回路处于谐振状态，v_2 滞后 v_1，相位差为 90°；当 $f<f_0$ 时，v_2 比 v_1 滞后的角度小于 90°；当 $f<f_0$ 时，v_2 比 v_1 滞后的角度大于 90°。由此可见，回路的失谐状态与调频波的频率变化直接有关，其关系列于表 5－1 中。由表不难理解 v_2 与 v_1 间的相位差随调频波瞬时频率变化的关系。

表 5－1　　回路失谐状态与调频波频率的关系

FM 波频率	L_2C_2 回路		v_2 与 v_1 的相位关系
	频率	状态	
中心频率 f_0	$f_{LC}=f_0$	谐振	v_2 滞后 $v_1$90°
$f>f_0$	$f>f_{LC}$	感性失谐	v_2 滞后 v_1 大于 90°
$f<f_0$	$f<f_{LC}$	容性失谐	v_2 滞后 v_1 小于 90°

我们再来分析图 5－31 的相位鉴频电路。根据以上所总结的 v_2 与 v_1 在不同频率下相位关系的结论，调频波的频率正好等于其中心频率时，v_2 滞后 v_1 90°（$-v_2$ 超前 v_1 90°）。此时 VD_1 上的电压 $v_1+v_2/2$ 和 VD_2 上的电压 $v_1-v_2/2$ 振幅相等。这两个电压分别经 VD_1 和 VD_2 检波后，在 R_1 和 R_2 上的电压降大小相等而相位相反，所以输出电压 v_{so} 为零。

调频波的频率大于中心频率时，v_2 滞后于 v_1 的角度大于 90°，这时电压 $v_1-v_2/2$ 的振幅大于 $v_1+v_2/2$ 的振幅，因此，$v_2>v_1$，输出电压 v_{so} 为负值。调频波的频率比中心频率高出越多，输出电压 v_{so} 就越负。

调频波的频率低于中心频率时，v_2 滞后于 v_1 的角度小于

90°,此时 $v_1+v_2/2$ 的振幅比 $v_1-v_2/2$ 的振幅大,所以 v_1 大于 v_2,输出电压 v_{sc} 为正值。调频波的频率比中心频率低得越多,输出电压 v_{sc} 就越正。

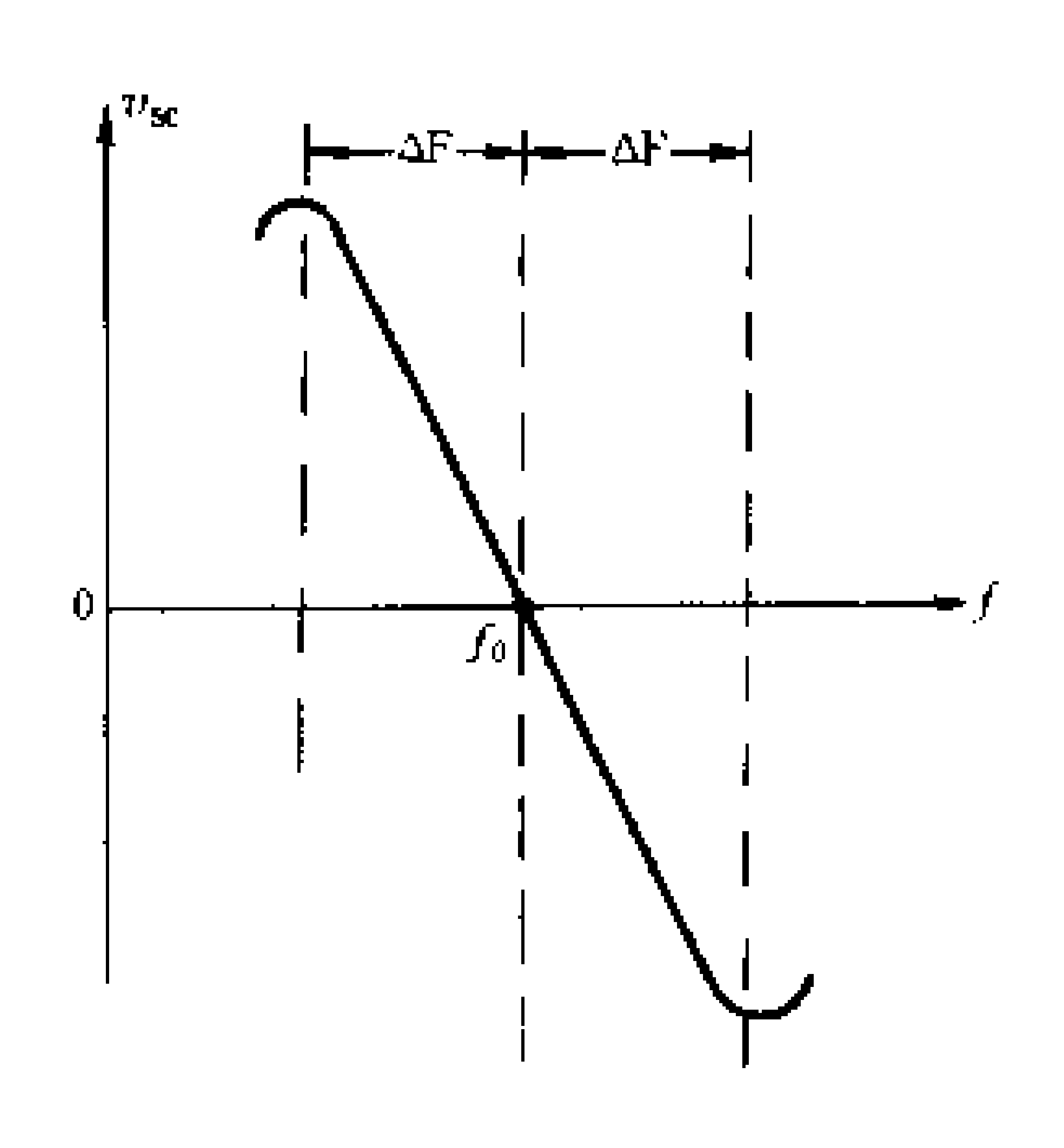


图 5-33 相位鉴频器的鉴频特性

由以上分析可知,当送入鉴频器的调频波的频率发生变化时,鉴频器的输出电压也随之发生变化,从而得到原调制信号电压,实现了调频信号的解调。输出电压随调频波频率变化的鉴频特性如图 5-33 所示。

三、比例鉴频器

前面介绍的斜率鉴频器与相位鉴别器的电路本身都没有克服杂音干扰的能力。在实际工作中,由于调频发射机调谐器不够完善,接收机频率特性不理想以及外界干扰、内部噪声等影响,使加到鉴频器输入端的调频信号不是理想的等幅调频波,常常存在着寄生调幅。这样,鉴频器输出中除了包含所需的与瞬时频率成正比的有用信号,还出现由寄生调幅所引起的干扰分量。为去掉这种干扰,通常在鉴频器的前边加上一级限幅器,以保证输入的调频波尽量接近等幅波。在调频广播和电视接收机中,常采用一种兼有抑制寄生调幅能力的鉴频器——比例鉴频器。

比例鉴频器的原理方框图与相位鉴频器的原理方框图基本

相同(见图 5－30),它们的波形变换电路也完全一样,只是包络检波部分二者相差较大,所以着重介绍比例鉴波器检波部分的工作原理。

图 5－34(a)所示是比例鉴频器的原理电路,图 5－34(b)所

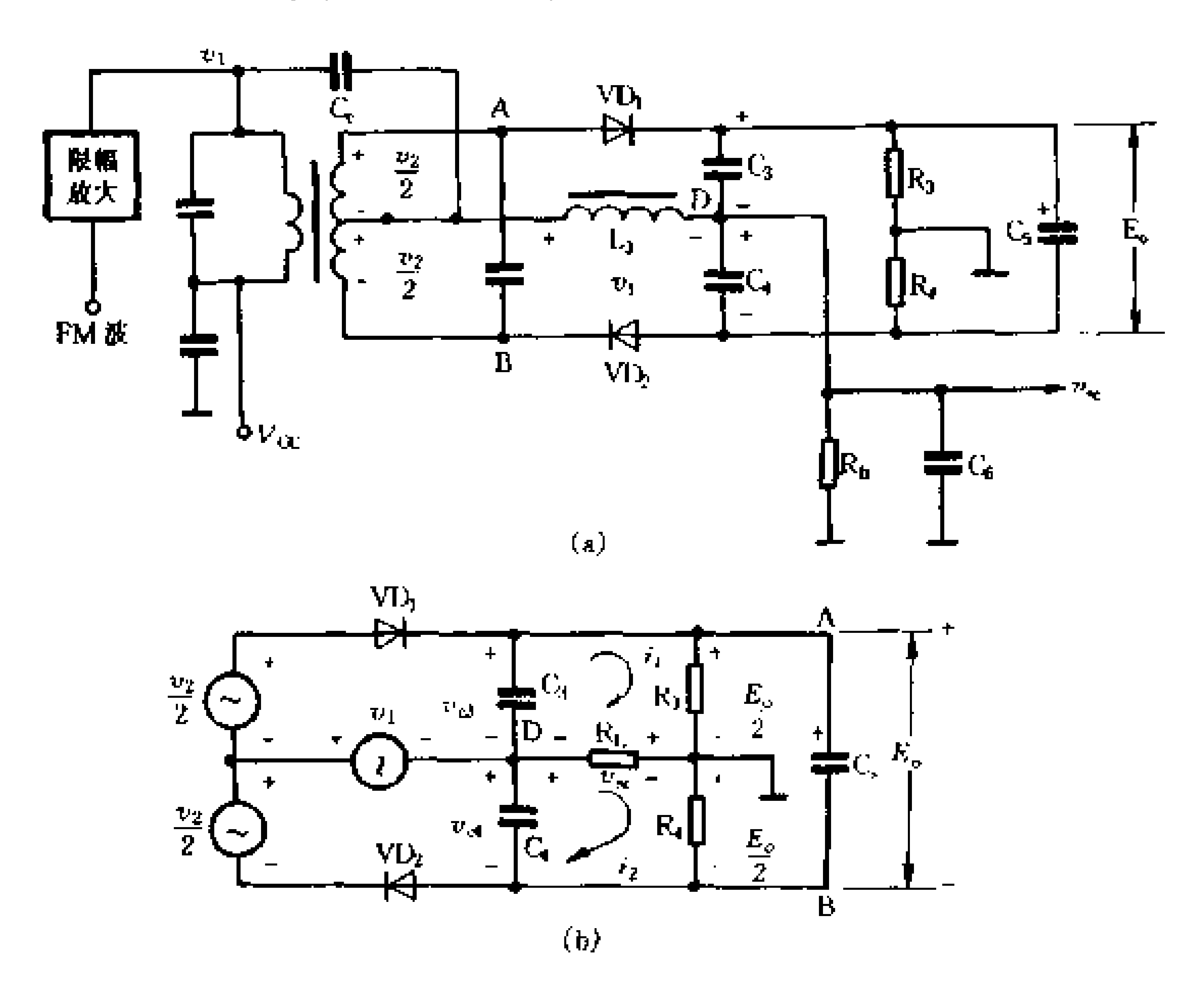


图 5－34 比例鉴频器的原理电路

示是它的检波电路。首先需要注意,图中的二极管 VD_1、VD_2 的接法与相位鉴频器中不同,它们接成了一正一反,也就是接成了串联形式。当调幅波送入检波器以后,电容器 C_3、C_4 两端的极性如图 5－34(b)所示,都是上正下负,且 VD_1、VD_2 同时导通或同时截止。VD_1、VD_2 导通时,C_3、C_4 上充得电压 v_{C3}、v_{C4};在 VD_1、VD_2 截止时,C_3、C_4 同时在负载 R_L 上放电,分别产生极性相

反的电压 v_{sc1}、v_{sc2}，在电容 C_3、C_4 与电阻 R_3、R_4 之间取出鉴频器的解调输出电压为

$$v_{sc} = v_{sc2} - v_{sc1}$$

当 $f = f_0$ 时，$v_{c3} = v_{c4}$，$i_1 = i_2$，所以 $v_{sc1} = v_{sc2}$，$v_{sc} = 0$。当 $f > f_0$ 时，$v_{c3} > v_{c4}$，$i_1 > i_2$，此时输出电压 v_{sc} 为正值。当 $f < f_0$ 时，则输出电压 v_{sc} 为负值。因此，鉴频器的输出电压 v_{sc} 的幅度随调频波的频率 f 的变化而改变，达到的鉴频的目的。

根据理论分析，在 $C_3 = C_4$ 和 $R_3 = R_4$ 的条件下，比例鉴频器的输出电压可由下式算出，即

$$v_{sc} = -\frac{v_2}{2}\left[1 - \frac{2}{1 + \dfrac{v_{BD}}{v_{AD}}}\right]$$

可见，v_{sc} 与检波器的输入电压 v_{AD}、v_{BD}（即两个检波负载电容上的电压 v_{C3}、v_{C4}）成比例关系，比例鉴频器的名称即由此而来。

在调频信号瞬时值发生变化时，v_{AD} 与 v_{BD} 一个增大，一个减小，其比值随频率变化而变化。但是，当输入调频信号的幅度发生变化时，v_{AD} 与 v_{BD} 同时增大或同时减小，其比值是不变的，这样比例鉴频器的输出电压 v_{sc} 就不会随输入调频信号的振幅变化而变化，起到了抑制寄生调幅的作用。

图 5－34(b)中，接入大电容 C_5（其容量约为 10μF）也起着限幅作用。假如调频波的幅度由于干扰而发生变化，将会引起电容 C_5 的充放电过程。由于时间常数$(R_3 + R_4)C_5$ 很大（通常约为 0.1s～0.2s），C_5 上的电压基本上稳定不变，进而对调频波幅度也起到稳定作用。

第六章
混频电路与变频电路

混频和变频技术是无线电电子设备中极为重要的一项技术。它被广泛应用于通信、广播、测量等系统中。如超外差式收音机、电视接收机、雷达接收机等，都离不开混频和变频电路。混频和变频电路质量的优劣，直接影响着这些设备的整机性能。

我们以大家熟悉的收音机为例，说明混频或变频所起的重要作用。早期的收音机都是直接放大式收音机，从输入调谐回路选择出来的某一频率的电台信号，直接送入高频放大电路放大后，进行检波。大家知道，简单收音机对高频信号的放大能力很差，远地电台的微弱信号，虽经高频放大，仍然小得不能使检波器检出信号来。不仅灵敏度很低，选择性也不够好。为了提高收音机的灵敏度，人们采用了混频或变频技术。

混频就是将收音机输入调谐回路选出的某一电台发送的调幅波信号变换成一个固定频率的调幅高频信号（在超外差式收音机中称之为中频信号），而信号特征（如调制规律）并不改变。由于中频信号比高频信号的频率低，有条件增加高频放大电路的级数，使远地电台的微弱信号也能获得足够的放大倍数，又不会产生高频自激振荡，又由于中频信号的频率不变，对不同频率电台的信号均能给出比较均匀的放大量，使接收灵敏度大大提高。再有，输入电台信号经过混频变为中频信号后，就可以在中频“通道”中顺利通过，从而避免了不需要的邻近频率的电台的

串入,从而提高了选择性和抗干扰能力。

混频电路和变频电路的功能是一致的,工作原理也基本相同,只是在电路上有些差异,将在后面再行叙述。图6-1绘出了调幅波经过混频后得到的中频信号波形。

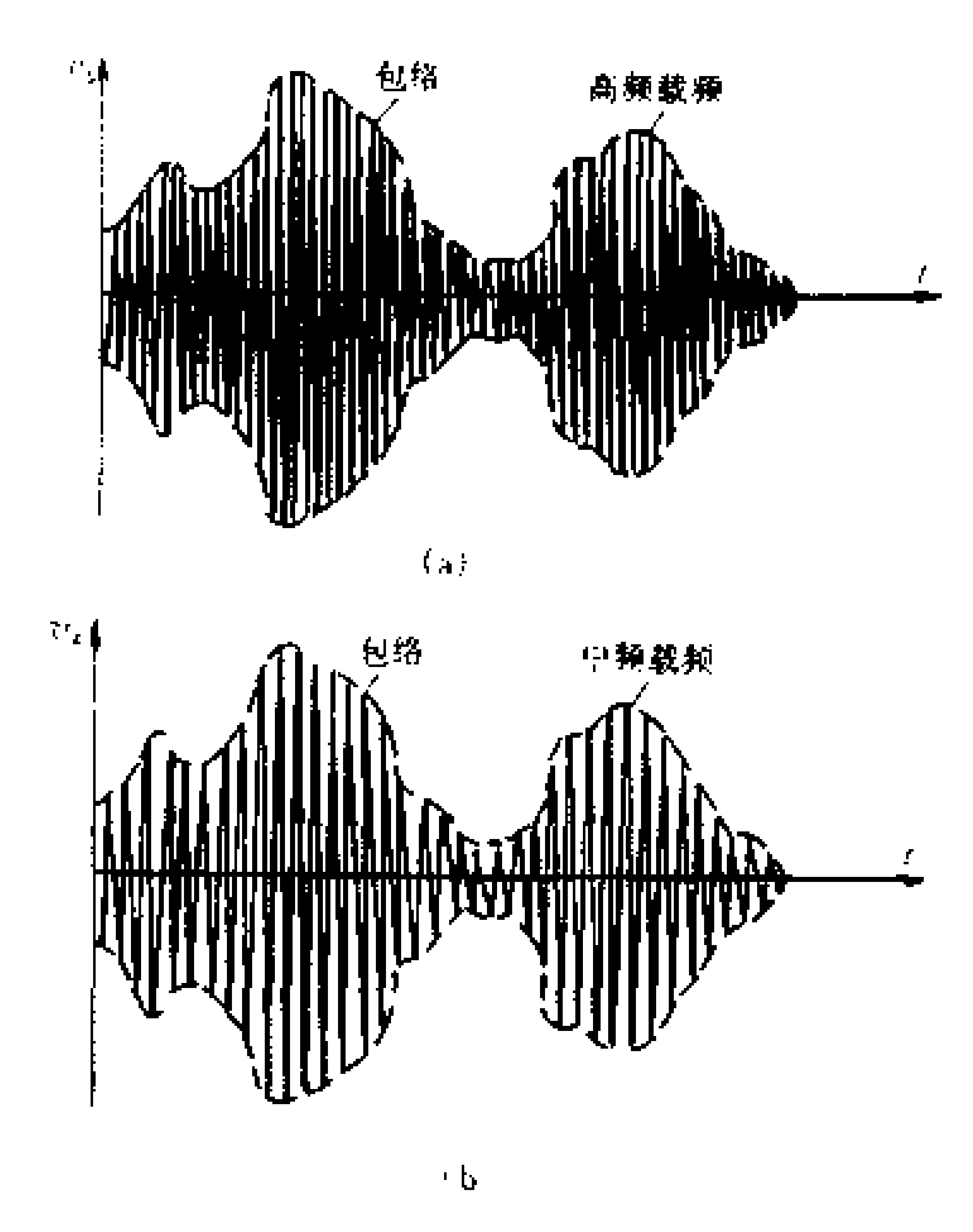


图6-1 混频电路的输入与输出波形

第一节 混频电路的组成及工作原理

一、混频电路的组成

混频器与其他频率变换电路一样,为了实现频率变换,必须

有非线性元件。常用的非线性元件有晶体三极管、二极管、场效应管等。当两个不同频率的正弦信号 f_S 和 f_L 同时输入一个非线性元件之后，在输出信号中将包含着许多新的频率成分（频谱分量），一般可以表示为 $f = pf_S + qf_L$（$p, q = 0, 1, 2, 3$、和 $-1, -2, -3$），在如此众多的谱率分量中，要取出所需的频率分量 f_Z，就必须借助选频网络。因此，一般混频电路应由四部分组成，即输入回路、本机振荡电路、非线性器件和滤波器，如图 6－2 所示。本机振荡电路用来提供等幅正弦波信号频率 f_L。

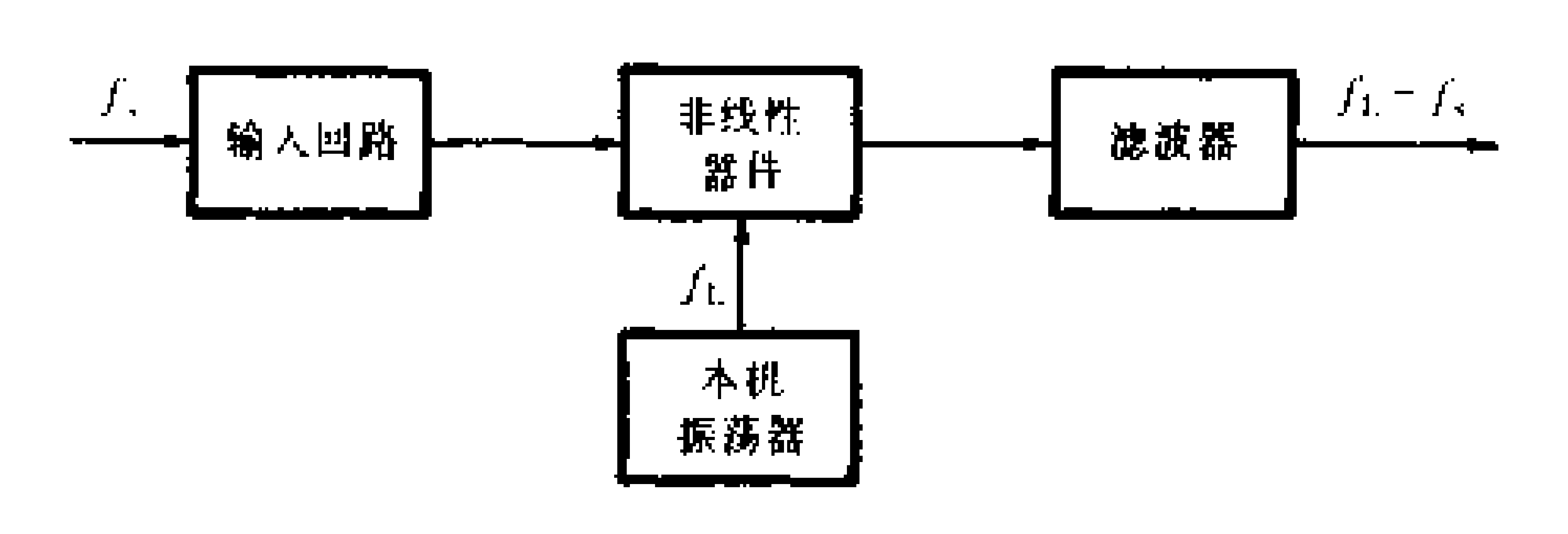


图 6－2 混频电路组成框图

通常将输入回路、非线性器件和滤波器三部分称为混频电路，而混频电路与本机振荡电路共同组成变频电路。在一般广播收音机中的非线性器件既用来产生本振信号，又能实现频率变换，这种类型的电路又称自激混频电路，常叫它变频电路。在电视接收机中，非线性器件只用来进行频率变换，本机振荡信号则是由另外的振荡电路产生，所以又叫他激混频电路，简称混频电路。

二、混频电路的工作原理

由图 6－2 可见，输入回路送入非线性器件的是一个正弦调幅高频信号 v_s，其调制信号的频率为 F（角频率为 Ω），高频载波

频率为 f_s(角频率为 ω_s),而输出信号 v_z 也是一个正弦调幅信号(调制信号频率仍为 F),只是载波频率由 f_s 变成了 f_z。由本书第五章已经知道,调制频率为 F 的调幅波 v_s,包含着载频 f_s、上边频(f_s+F)和下边频(f_s-F)等三个主要频率成分,并占据带宽为 $2F$。它的频谱图绘于图 6-3(a)。这三个频率不同的正弦

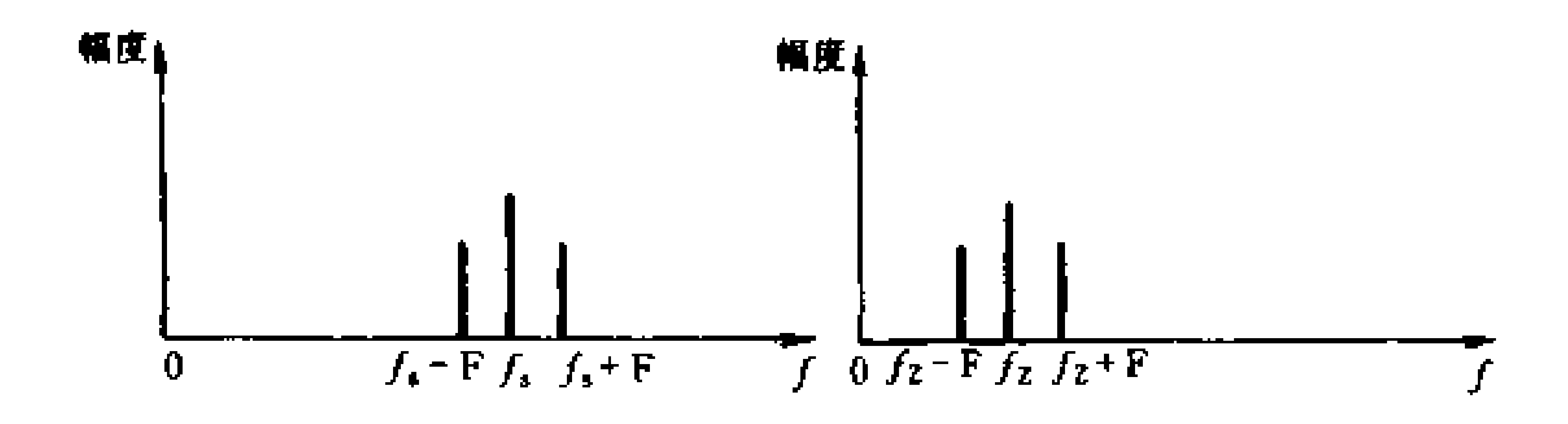


图 6-3 混频前后已调波的频谱图

波与本机振荡电路的高频等幅正弦信号 v_L 共同通过非线性元件时,v_L 分别会与这三个正弦波作用,产生三个差频。v_L 和 v_s 载频成分的差频为 $f_L-f_s=f_z$ 成为新的载频,称为中间频率,简称为中频;v_L 与 v_s 上边频成分的差频为 $f_L-(f_s-F)=f_L-f_s-F=f_z-F$ 是新的下边频;v_L 与 v_s 下边频成分的差频为 $f_L-(f_s-F)=f_L-f_s+F=f_z+F$,是新的上边频。这三个差频成分占据带宽也是 $2F$。它们的频谱图如图 6-3(b)所示。这个频谱,和以 f_s 为载频、F 为调制频率的调幅波的频谱形状完全一样,说明变换后所得到的信号仅仅是变换了载频,并未改变其调制规律,这就是接收机内的中间频率信号。例如,收听 981kHz 的电台节目输入的信号经过混频后,只是将载频由 981kHz 变成了 465kHz,原来的声频信号并没有改变。由图 6-3 可见,混频或变频电路的功能是完成频谱从原来的 f_s 附近搬到 f_z 附近,而频谱内部结构并未发生任何变化,故混频电路又称为频率搬移

电路。

上面曾经谈到，将 v_s 与 v_L 两个高频信号共同通过非线性器件后，输出信号中增加了许多新的频率成分，因此，必须通过滤波器滤除其他不需要的频率成分，只保留主要的差频成分，才能获得需要的中频信号。

混频还有一个重要特性，就是当输入的两个信号振幅悬殊时，所获得的中频信号的调制规律仅取决于小信号，而与大信号无关。比如，v_1 是振幅较大的调幅波，v_2 是振幅小得多的调频波，混频后得到的中频信号是与 v_2 调制规律一致的调频波，而没有 v_1 包络变化的痕迹。这个中频信号的载频仍是两输入信号的载频之差。电视机中的伴音中频信号就是根据这个原理产生的。

三、混频电路的中间频率及本机振荡频率的选择

混频电路的滤波器一经调定，它的中间频率 f_Z 就固定不变了。也就是说，混频电路的中频（即中频信号的载频）是由混频电路的调试者确定的。那么，中间频率是否可以随意选择和确定呢？实际情况不是这样，理论分析和实践表明，中间频率的高低直接影响着接收机的全部技术指标和制作的难易程度。我国规定，调幅广播收音机的中频为 465kHz；调频广播收音机的中频为 10.8MHz；电视接收机的图像中频为 37MHz，伴音中频为 6.5MHz。所以，在调试接收机时一定要严格依照国家标准进行。

既然接受机的中间频率 f_z 是固定不变的，根据 $f_z = f_L - f_s$，或 $f_s = f_L - f_z$，只有电台发送的高频信号载频 f_s 比本机振荡频率 f_L 低一个中频时，才能参与混频，并变换成不失真的中频信号。为此，在中频 f_z 不变的情况下，改变本机振荡频率 f_L，就可

以变换接收到的信号的频率。所以，接收机的本机振荡电路都是可调频率的正弦波振荡电路。

四、对混频电路的主要要求

1. 信号失真要小

我们希望混频电路只对信号的载波频率进行频率变换，而对信号包络或信号角度的变化尽可能的维持原状，这样才能保持原调幅波或调频波的不失真传输。混频电路还有些特殊的失真和干扰，将在后面叙述。

2. 噪声系数要小

噪声系数 N_F 是衡量信号通过本级时，信号噪声比降低了多少的一项技术指标。噪声系数越大，说明信号噪声比降低得越多。噪声系数随本级产生噪声的增加而增大，随本级增益的提高而降低。

混频级位于接收机的前端，输入信号比较微弱，电路本身又工作在非线性状态，所以它所产生的噪声对整机的总噪声和总增益影响很大。

混频电路的噪声主要是非线性器件产生的，所以应选用低噪声晶体管，选择合理的工作点及本机振荡电压，并应兼顾到本级噪声降低和增益提高两个方面。

3. 混频增益要大

混频增益的定义是中频输出电压的振幅 V_{zm} 与高频输入电压振幅 V_{sm} 之比，即

$$K_{vc} = \frac{V_{zm}}{V_{sm}}$$

K_{vc} 大，意味着输入同样的高频信号可获得较大的中频信号电压和信号功率，不但提高了接收机的灵敏度和整机增益，而且

有效地降低了机内噪声的影响。

采用混频跨导高的非线性元件，选择合适的工作点以及本振和高频信号的电压，输入、输出尽量匹配，都有利于提高混频增益。

4. 选择性要好

在保证信号所需通频带的前提下，混频电路抑制各种不需要的频率分量的干扰，要求输出选频网络（带通滤波器）有较好的选择性，即希望有较为理想的幅频特性，它的矩形系数尽可能接近于1。

5. 频率覆盖应足够宽和准确

混频电路能够进行频率变换的高频输入信号的频率范围，叫做它的频率覆盖。显然，中频频率确定后，混频电路的频率覆盖仅取决于本机振荡电路的频率覆盖。如果频率覆盖不够宽，或覆盖范围不准确，就会丢失应该变换的高频信号。在超外差式收音机中，表现为收不到波段内的频率偏高或偏低的电台。

6. 本振频率要足够稳定

混频电路的带通滤波器的带宽是根据需要调定的，一般都不留裕量，当本振频率发生漂移时，就会使本振信号与高频信号差频成分的一部分超出滤波器通频带的范围，使中频信号减小并出现失真。当本振频率漂移严重时，差频成分有可能全部移出滤波器的通带范围，以致得不到中频信号。所以，对本机振荡电路的频率稳定度提出了较高的要求。

7. 本振与高频输入信号间的相互影响要小

在混频电路中，输入高频信号和本振等幅信号的电路引线都接在非线性器件的输入端，两者间不可避免地存在着一定的电磁耦合。如果耦合较强，高频输入信号耦合到本振回路中，就会引起本振频率的变化，造成选择高频信号时调谐困难，即所谓

频率牵引现象。若本振信号耦合到高频信号回路中，不但会压低本振电压，还可能出现向空间反发射。为此，应尽量减小这种相互影响。

8. 前后级匹配要好

混频电路与前、后级匹配不好，不但会降低混频增益和信噪比，而且会使不能吸收的功率来回反射，造成信号失真。反射现象反映在电视机荧光屏上就会出现重影。

五、混频电路的失真和干扰

混频电路中除了会产生频率失真和非线性失真外，还会产生各种非线性干扰，如组合频率、交叉调制和互相调制、阻塞等干扰。干扰与失真是衡量一个混频电路的主要指标，也是决定接收机质量优劣的关键之一。下面简单分析混频干扰与失真产生的原因及防止的一些措施。

1. 组合频率干扰

组合频率干扰是由混频电路的非线性造成的。当输入高频信号与本振信号同时输送给混频电路时，由于混频电路的非线性特性，在其输出电流中，除了我们需要的中频($f_L - f_s$)外，还会有一些谐波频率和组合频率。例如，$2f_L$、$2f_s$、$3f_L$、$3f_s$、$2f_s - f_L$、$3f_s - f_L$、$2f_L - f_s$、$3f_L - f_s$……。上列组合频率中，若远离中频 f_Z，则混频的负载回路就可将其滤除；而其中有接近中频 $f_Z = f_L - f_s$ 的组合频率，它们就会通过中频放大电路与正常的中频 f_Z 一起放大，并加到检波器上，通过检波器的非线性作用，这个接近中频的组合频率与中频 f_Z 产生差拍检波，输出差拍信号，这个差拍信号是声频，通过扬声器发出啸叫声。例如，在超外差式收音机中，载波频率为 931kHz 电台的二次谐波(1862kHz)与此时本振频率(1396kHz)的差频为 466kHz，恰在中频频带之内，它

理所当然地会同465kHz的中频信号一起通过中放，在差拍检波中产生1kHz的差频，叠加在有用信号上，成为低频干扰。

一般情况下，信号与本振的组合频率为

$$f_{\Sigma} = \pm pf_{L} \pm qf_{s}$$

式中的 p、q 为正整数或零，它们分别代表本振频率和信号频率的谐波次数。

当上式满足以下关系

$$f_{\Sigma} = \pm pf_{L} \pm qf_{s} \approx f_{z}$$

也就是

$$f_{\Sigma} = \pm pf_{L} \pm qf_{s} = f_{z} \pm F$$

组合频率 f_{Σ} 就以干扰的形式进入中频放大电路放大，并与中频产生差拍检波，输出频率为 F 的声频信号，在扬声器中产生啸叫声。为减小这种干扰，应尽量减小因非线性失真引起的高频信号载波的谐波和本振信号的谐波，并选择合理的工作状态。

另一种组合频率干扰是外来干扰电压与本振电压由于混频电路的非线性而形成的假中频。设外来干扰信号为 f_{n}，若 $f_{L} - f_{n} = f_{z}$，则满足

$$pf_{L} - qf_{s} = f_{z} \quad 或 \quad qf_{n} - pf_{L} = f_{z}$$

就会产生干扰。

当接收机接收某一给定频率的电台信号，并调谐在 f_{s} 时，则对应的本振信号频率 f_{L} 一定，且满足 $f_{L} = f_{s} + f_{z}$。若某一干扰电台的频率为 f_{n}，则满足

$$f_{n} = \frac{p}{q}f_{L} \pm \frac{f_{z}}{q}$$

就会产生干扰。这种干扰叫做附加波道干扰或副波道干扰。副波道干扰包括中频干扰、镜像干扰及其他副波道组合频率干扰等。

上式表明，f_n 对称分布在 pf_L/q 的左右，并且与 pf_L/q 的间隔为 f_z/q。理论上，能产生副波道干扰的干扰信号频率为无限多个。实际上，只有对应于 p 和 q 值较小的干扰信号才会形成较强的副波道干扰。从此式中可以求得两个形成最强副波道干扰的频率，一个是对应于 $p=0, q=1$ 的副波道干扰，相应的 $f_n=f_z$，称之为中频干扰。另一个是对应于 $p=1, q=1$ 的副波道干扰，相应的 $f_n=f_s+2f_z$，或 $f_n=f_L+f_z$，也就是比输入高频信号 f_s 高两倍中频的频率，称为镜像干扰。镜像干扰信号与本振信号的差频也等于中频，同样可以进入中放级，成为干扰中频信号。由图 6－4 可以看出，f_n 与 f_s 对 f_L 成镜像关系。例如，在超外差式收音机中，收听频率为 600kHz 的电台时，频率为 $600+2\times465=1530$kHz 的电台也可能进入中放级，形成镜像干扰，这种现象在短波段尤为突出。

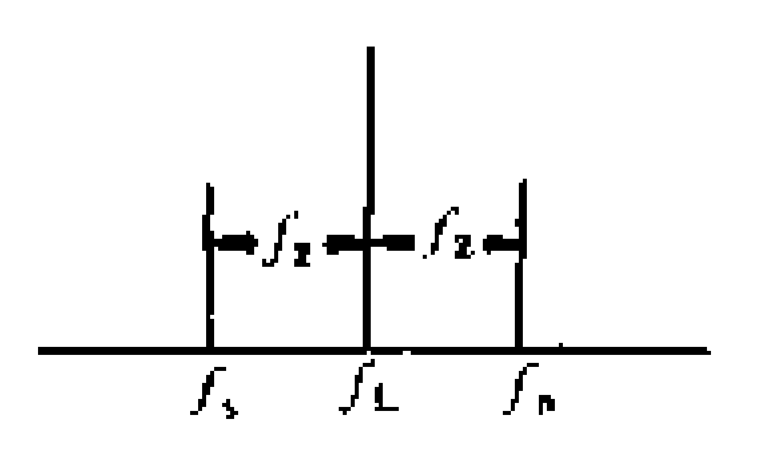


图 6－4　镜像干扰

由以上分析可见，中频干扰和镜像干扰均与混频电路自身的工作状态无关，要对抗这两种干扰信号，就必须在混频电路前加滤波器将它们抑制掉。鉴于它们的危害性，接收机的性能指标中总要包括对抑制这类干扰的要求。

2．交叉调制干扰（交调失真）

在使用接收机接收电台信号时，也许会遇到这样的现象：当接收机调谐在有用信号频率上时，可以清楚地听到干扰电台的声音；而当接收机对有用电台的信号失谐时，则干扰信号的声音也减弱；如果这个有用电台信号消失，则干扰信号同时消失。这种干扰信号与有用电台信号同时作用在接收机输入端，好象是干扰电台的声音调制到欲接收电台信号的载频上，这种现象称为交叉调制干扰，又称为交调失真。

当两个干扰信号同时加在高放级或混频级的输入端，由于晶体管的非线性，两个干扰信号将进行混频，若混频后产生的某一组合频率分量接近于有用信号的频率，落入中放通带内，就会形成干扰，称之为互调干扰。例如，有两个干扰电台，频率分别为 $f_{n1}=30MHz$，$f_{n2}=40MHz$，混频后得到两者的和频为 70MHz，若我们欲接收频率为 70kHz 的电台，就会受到这种互调干扰。

3. 包络失真和强信号阻塞

包络失真是指由于混频电路的非线性，输出包络与输入包络不成正比。当输入为振幅调制信号时，混频电路输出包络中出现了新的调制分量，使包络形状发生改变。包络失真的大小与非线性元件的特性、工作点及本振电压大小有关。此外，还与输入高频信号的调制系数成正比，与其振幅的平方成正比。为此，一般应控制高频输入信号小于 1mV。

强信号阻塞干扰是强干扰信号与有用信号同时加入混频电路时，强干扰信号会使混频管进入饱和区或截止区，使得输出的中频信号几乎不随 v_s 的变化而变化，出现了类似限幅的情况。这样，人们就无法获得调幅信号的包络信息，听不到声音，看不到图像。强信号阻塞是由晶体管非线性产生的，若采用场效应管可以扩大动态范围，使阻塞现象消除或削弱。

第二节　晶体管混频电路

在分立元件组成的收音机、电视接收机及通信设备中，大多采用晶体管混频电路，一些集成电路接收系统的芯片，也有采用晶体管作混频的。晶体管混频电路的特点是电路简单，要求本振信号的幅值较小（约在 80mV～200mV 之间），并有一定的混频增益，要求输入信号的幅值也较小（常在 mV 级以下）。

一、晶体管混频的基本电路

图 6－5 所示是晶体管混频的基本电路。图中，高频信号由

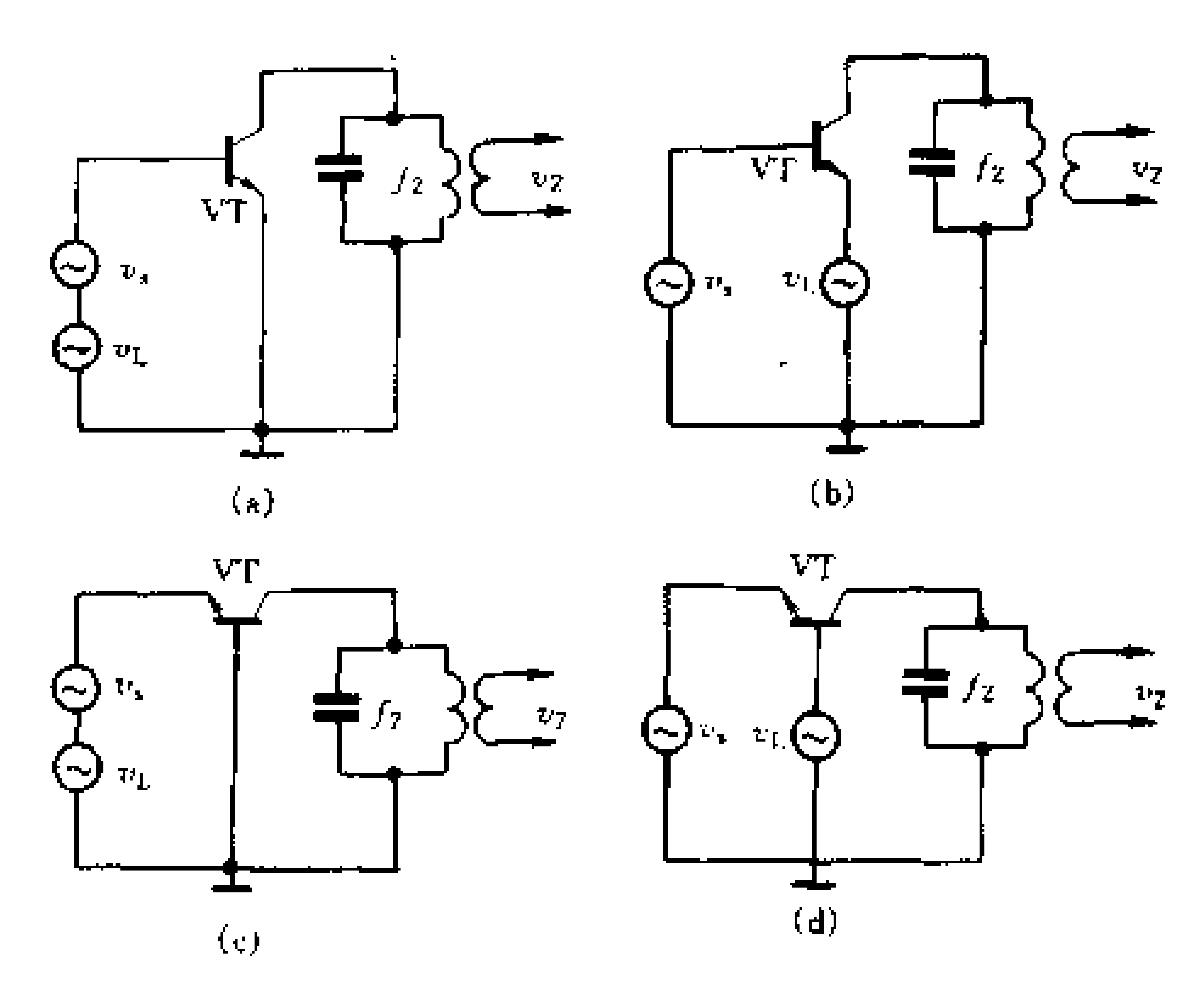


图 6－5　晶体管混频电路原理图

接收天线经过输入调谐回路的选择，得到所需要的电台信号 v_s，直接加到混频管 VT 的基极，也可以先经过高频放大，再加于混频电路；本振信号 v_L 可以由基极加入，也可以由发射极加入；负载回路是 LC 调谐回路，调谐在中间频率 f_z 上，通频带应满足高频信号 f_s 的通带宽度的要求。

混频管 VT 可以接成共发射极组态[图 6－5(a)、(b)]，也可以接成共基极组态[图 6－5(c)、(d)]。共发射极组态混频增益高，所需的高频信号功率小。图 6－5(a)的高频信号与本振信号都从基极注入，所需本振信号的功率小，但在中频较低时，也

就是在高频信号与本振信号频率接近的情况下，容易发生频率牵引和反发射现象。图 6－5(b)的本振信号从发射极注入，要求本振功率较大，但因有三极管 b-e 结将本振信号与高频回路隔离，所以频率牵引和反发射现象都较轻，收音机常采用这种电路。

共基极组态适用于频率较高的混频。图 6－5(c)高频信号与本振信号都从发射极输入，所需本振及高频信号功率都较大，且容易产生频率牵引和反发射现象。图 6－5(d)电路对本振信号及高频信号有隔离作用，所需本振功率也较小。

二、晶体管混频原理

晶体管混频电路是利用晶体管的 b-e 结的非线性特性进行频率变换。混频时作用在晶体管 b-e 结上的本振电压 v_L 幅度较大(约 80mV～200mV)，比输入信号电压 v_s 大得多，即 $V_{Lm} \gg v_{sm}$。对晶体管而言，本振电压 v_L 为大信号，输入信号电压为小信号。在一个大信号 v_L 和一个小信号 v_s 同时作用具有非线性特性的晶体管 b-e 结时，本振电压 v_L 使管子的工作点进入非线性区，而输入信号电压 v_s 的工作点随大信号变化而变化。这样，晶体管的集电极电流 i_c 中就会产生许多新的频率信号，如 v_s 的基波与谐波(ω_s、$2\omega_s$、$3\omega_s$……)，ω_L 的基波与谐波(ω_L、$2\omega_L$、$3\omega_L$……)以及 v_L 与 v_s 的组合频率分量，如

$$\omega_L \pm \omega_s、\omega_L \pm 2\omega_s、\omega_L \pm 3\omega_s……$$

$$2\omega_L \pm \omega_s、2\omega_L \pm 2\omega_s、2\omega_L \pm 3\omega_s……$$

……

由于负载回路调谐于 $\omega_L - \omega_s = \omega_z$ 的差频(即中频)上，就可以取出所需的中频信号，实现了混频。

图 6－6 绘出了晶体管的输入特性曲线（注意纵座标改为集电极电流 i_c），静态工作点选在 V_Q 处，晶体管基极所加电压为

$$v_{be} = V_Q + v_L + v_S$$

集电极输出电流为 v_{be} 的函数，即

$$i_c = f(V_Q + v_L + v_S)$$

由图 6－6 可见，工作点随 v_L 作周期性变化，最高至 V_A 处（A 点），最低至 V_B 处（B 点），只有在 $v_L = 0$ 时，工作点才在 V_Q 处（Q 点）。由于特性曲线的非线性，在不同的工作点，曲线的斜率（也就是管子的跨导）各不相同。又由于输入信号是小信号，幅度只有毫伏级，所以在任一点管子对它都作小信号放大处理，而各点的放大能力又不相同。由于各类跨导不同而引起放大倍数的不同，这就使集电极电流 i_c 中出现许多不同频率的信号，也就是能够产生混频的根本原因。

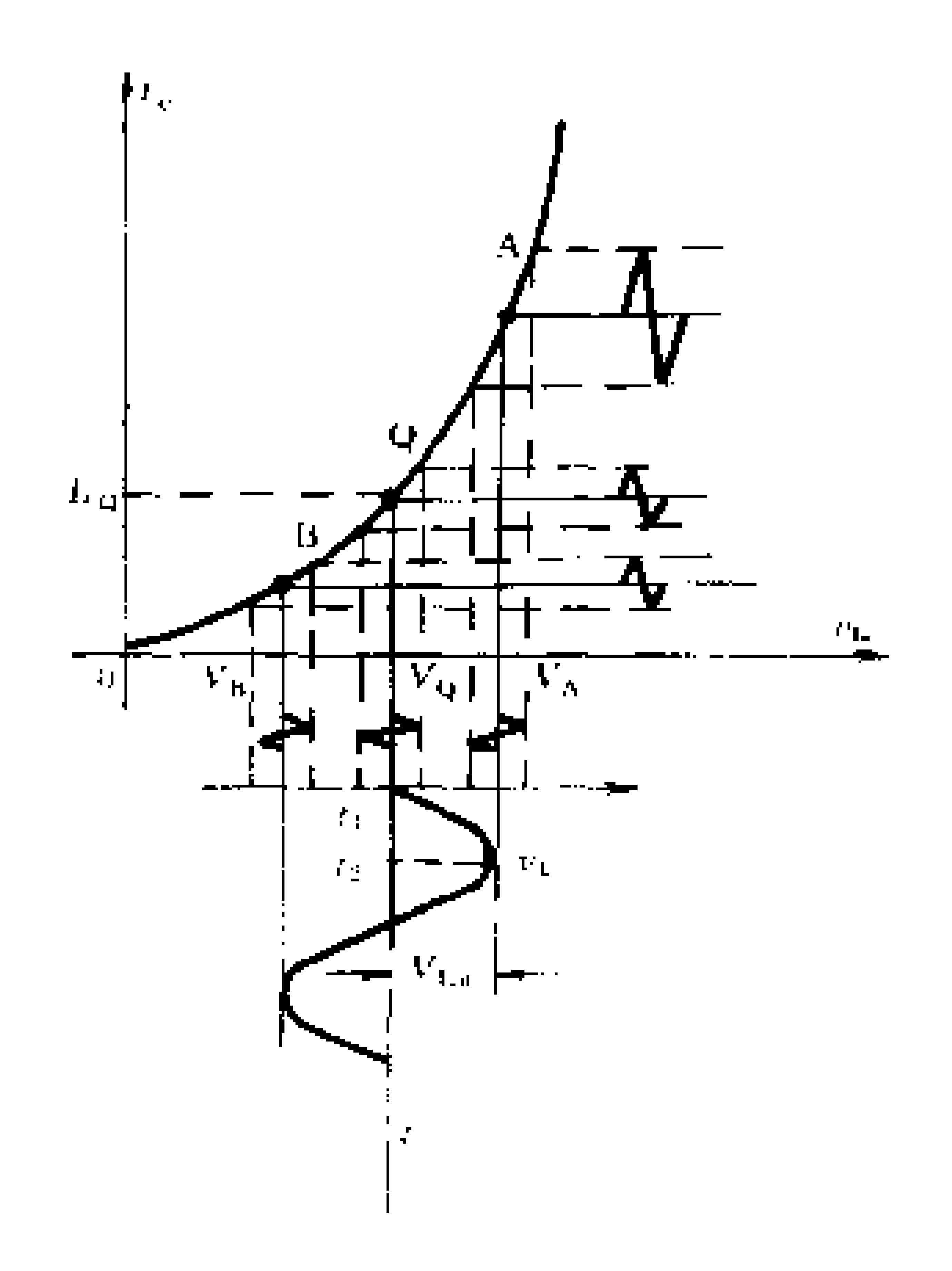


图 6－6 晶体管混频图解分析

三、收音机变频电路分析

图 6－7 所示是超外差式收音机中常用的一种自激式变频电路。晶体管 VT 除了完成混频任务外，还兼作本机振荡电路的振荡管。R_{b1}、R_{b2} 是 VT 的偏置电阻，调节 R_{b1} 可改变变频管的

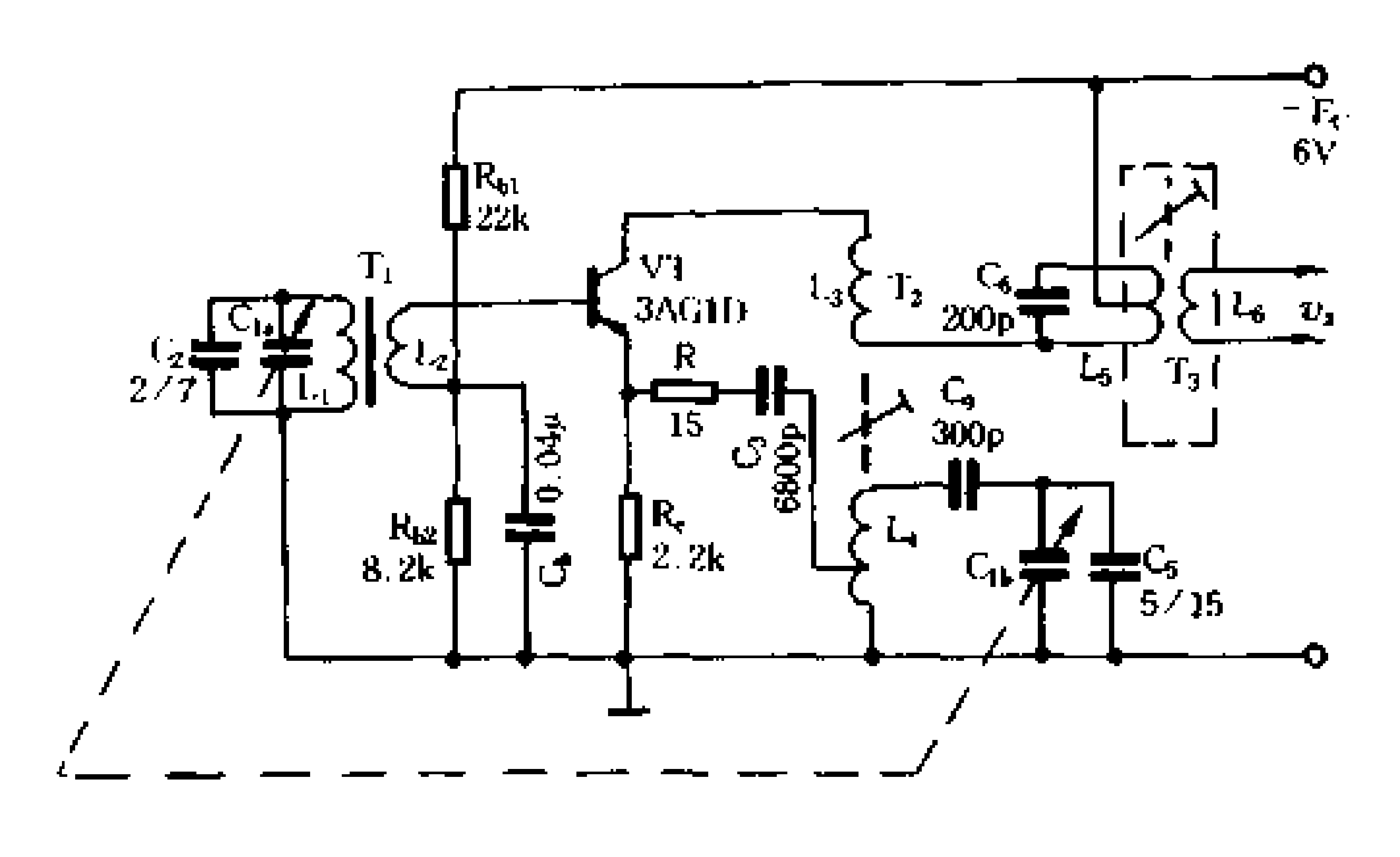


图 6－7 收音机变频电路

静态工作点，一般静态集电极电流 I_{cQ}在 0.6mA 左右。C_b 是高频旁路电容器。L_1、C_{1a}、C_2 组成收音机的输入调谐回路，也是变频级的高频信号源，用以选出所欲接收的电台信号。高频信号经 T_1 互感耦合到 L_2，加到变频管 VT 的基极和地之间。T_3 是收音机的第一只中频变压器，L_5、C_6 组成的并联调谐回路构成变频级的第一级滤波器，并通过 T_3 将中频信号耦合到中放级。

本机振荡电路由 L_4、C_{1b}、C_4、C_5、L_3 及晶体管 VT 组成。它的作用是产生等幅的高频正弦波振荡信号。调节 C_{1b}可使振荡频率 f_L 跟随接收信号的频率 f_s 变化，并且始终高于接收信号一个中频(465kHz)。由于 C_{1b}与 C_{1a}是同轴的双连可变电容器，因此振荡回路和输入回路可进行统一调谐。本机振荡电路是变压器耦合反馈式电路。

高频输入信号与本振信号分别从晶体管的基极和发射极输入，具有高频增益高、所需高频信号功率小、频率牵引和反发射现象轻以及需要本振功率大等特点。

四、电视机混频电路分析

在电视接收机中，由于工作频率较高，变频管经常采用图6-8所示的共基极电路。图中，本振电压 v_L 由 3pF 的电容器耦合到混频管的发射极上，为了减少对本振的影响，该电容的容量选得比较小。

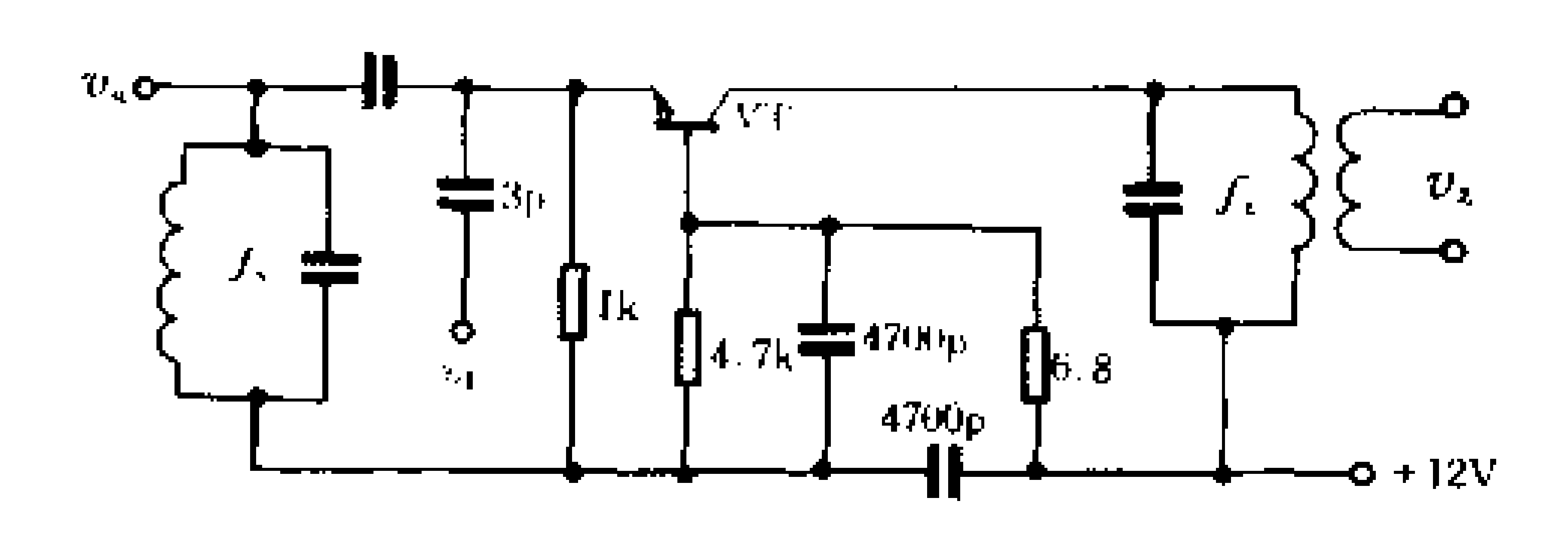


图 6-8 电视机混频原理电路

图 6-9 绘出了一个实际的电视机混频电路。在这一电路中，混频电路和本机振荡电路是独立的。图中，VT 是混频管，选

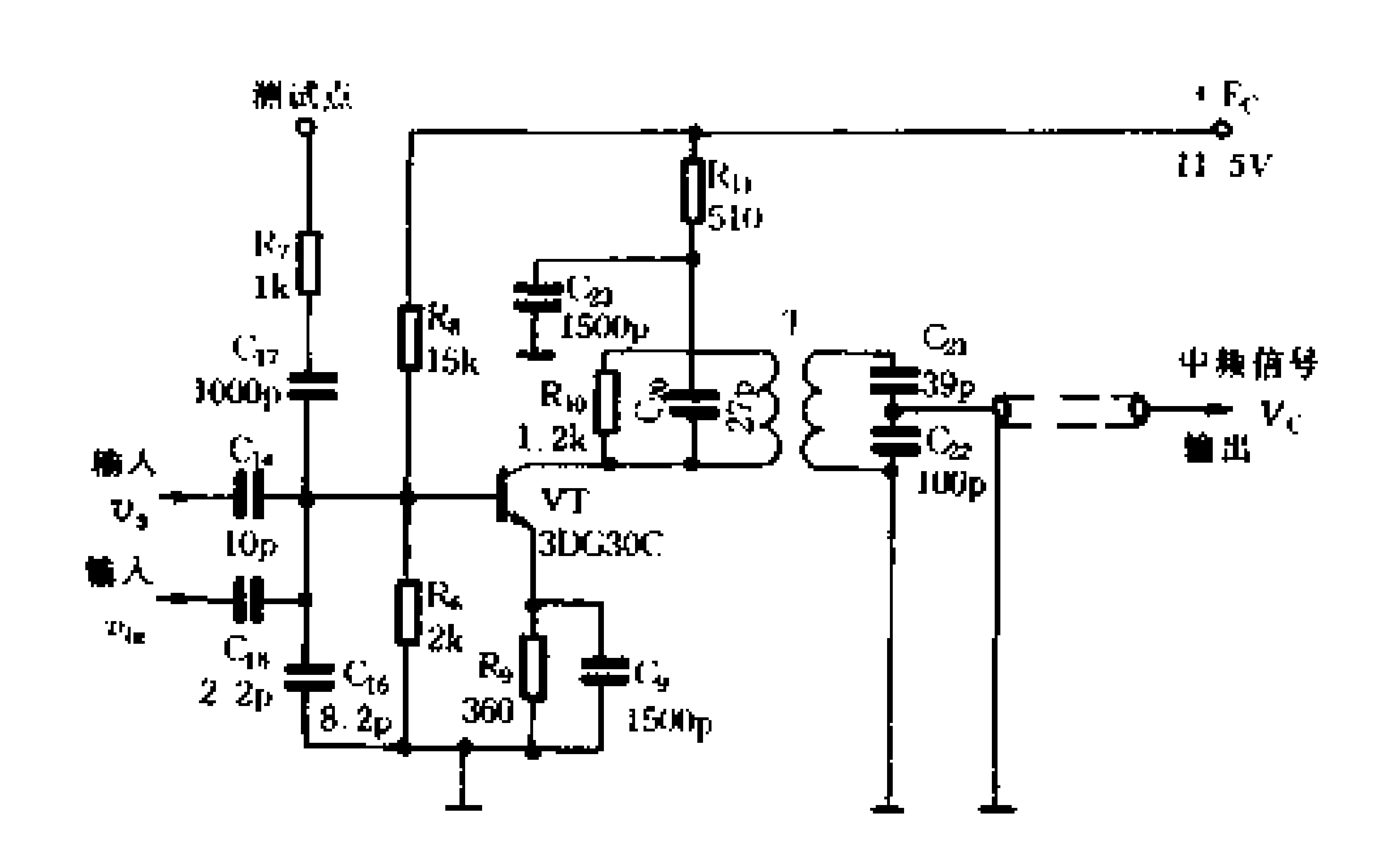


图 6-9 实际的电视机混频电路

用超高频低噪声管。R_8、R_6、R_9组成分压式电流负反馈偏置稳定电路，用以建立并稳定 VT_2的静态工作点，C_{19}为射极旁路电容，将发射极交流接地。调整 R_8，使静态集电极电流 I_{cQ}在 1.5mA～2mA 之间。

混频负载为变压器耦合双调谐回路，也是滤波器的一部分，次级用电容分压输送至中放通道以削弱负载的影响，它的输出阻抗较低，可与 75Ω 传输电缆相匹配。由于是变压器耦合，耦合系数较大，但由于初级回路并入了 1.2kΩ 的电阻，所以获得较低的 Q 值，回路频带较宽，保证了 v_s信号有效带宽为 8MHz。

这个电路的高频信号和本振信号都从混频管的基极输入，所需的高频信号和本振信号功率较小，混频增益高。由于电视机的中频较高（38MHz），高频与本振频率相差很大，所以频率牵引和反发射现象并不明显。

五、晶体管参数和静态工作点对混频的影响

1. 晶体管参数的影响

（1）在共基组态的电路中，共基极截止频率 f_α应大于或等于 $4f_s$；在共射组态的电路中，共发射极截止频率 f_β应大于或等于 $4f_s$。否则混频增益低，电路不稳定，甚至不能起到混频作用。

（2）晶体管的 β 值越高，混频增益越大。

（3）晶体管的噪声系数 N_F越小，混频电路的噪声越小。

（4）晶体管的结电容越小，输出对输入的影响越小，电路工作也越稳定。

2. 静态工作点的影响

在收音机中，变频电路的静态工作点影响着振荡和混频两种效果，所以情况比较复杂，这里定性地说明静态工作点对变频电路的影响。

变频电路的功率增益 K_p和噪声系数 F 等都与静态工作电流 I_{eQ}有关。在中短波收音机中，最典型的 K_p-I_{eQ}和 N_F-I_{eQ}的关系曲线如图 6－10(a)、(b)所示。I_{eQ}较小时，晶体管工作在特性的弯曲段，混频效率高，失真和噪声都小，但此时 β 较小，放大能力差，混频增益低，也不容易起振。工作电流逐渐增大，则混频增益逐渐提高。当 I_{eQ}为某一值时，增益达到最大。当 I_{eQ}过大时，晶体管要进入饱和区，在饱和区曲线较平坦，跨导很小，且变化不大，混频效率很低，混频增益明显下降。同时，由于晶体管噪声和本振信号失真随着加大，造成了变频电路噪声系数加大，失真和干扰也变得严重。由图 6－10 可见，收音机变频电路的工作电流取 0.3mA～0.5mA 效果较好。

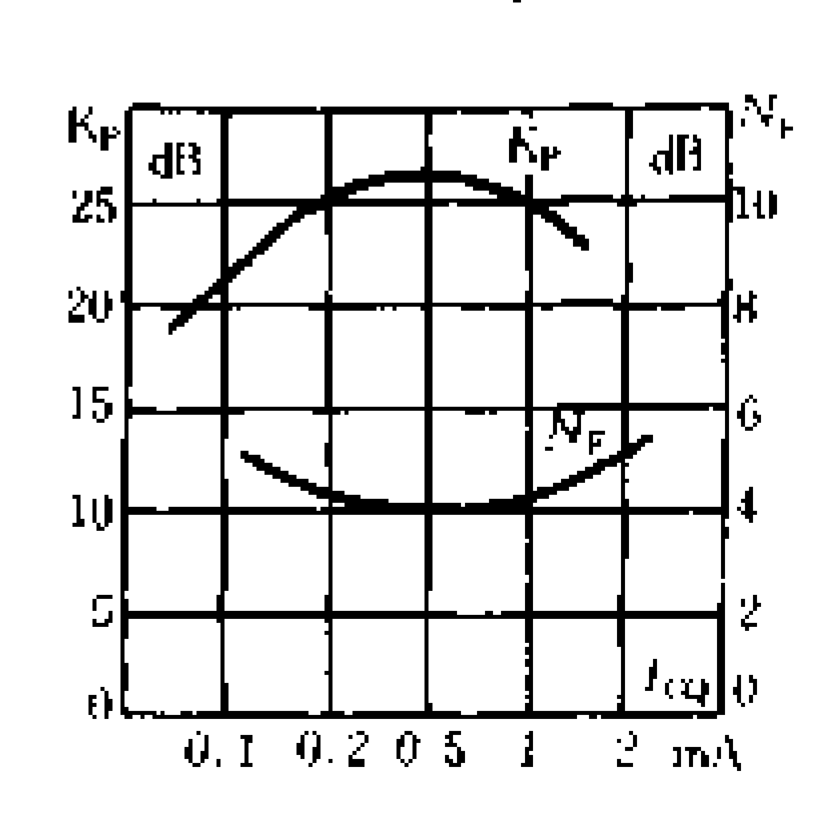


图 6－10 K_p和 N_F与工作电流的关系

3．本振电压振幅的影响

在一定范围内，混频增益与本振电压的振幅成正比。当本振电压 v_L过大，即 I_{eQ}过大时，工作区要进入晶体管的饱和区和截止区，混频增益反而会明显下降，而且还会使输入信号失真。若本振电压 v_L过小，则整个工作区都在晶体管的线性区，不能产生新的频率成分，也就无法实现混频。由图 6－11 可见，本振信号电压 V_{Lm}取值在 50mV～200mV 范围时，混频增益最高，噪声系数也最小。

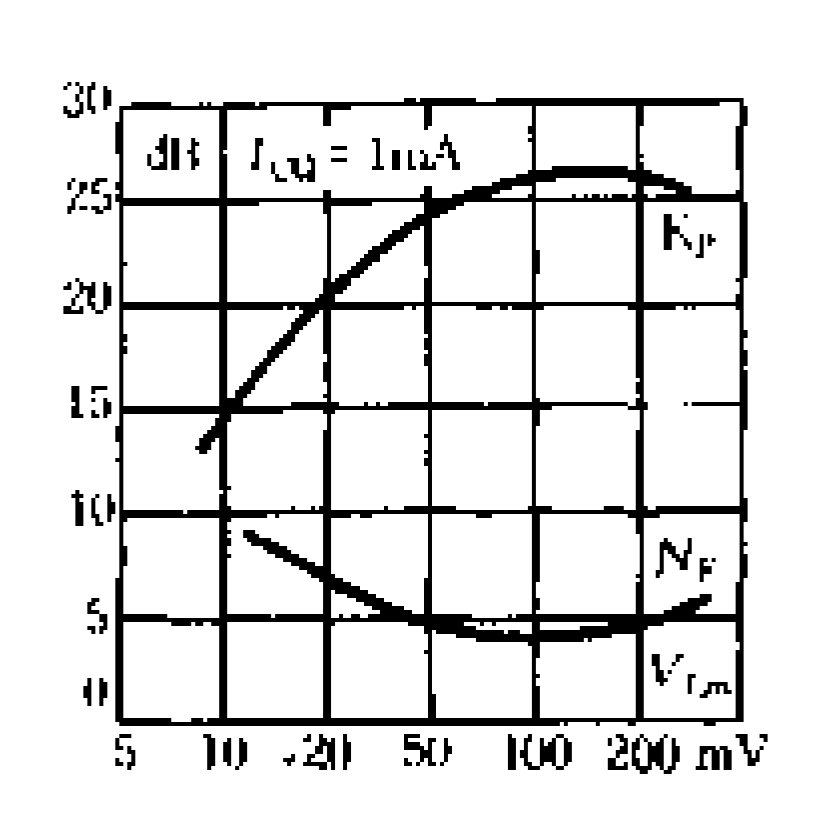


图 6－11 K_p和 N_F与本振电压的关系

第三节　二极管混频电路

晶体二极管的伏安特性曲线是非线性的，完全可以利用它作混频器件。二极管混频电路结构简单、噪声低、组合频率分量少，被广泛应用于高质量的通信机中。采用肖特基表面势垒二极管的混频电路工作频率可高到微波频段。目前已有极宽频段(从几十 kHz 到几 GHz)的二极管双平衡混频组件，这些组件还广泛应用于振幅调制与解调，是一种通用组件。

典型的二极管平衡混频电路的原理图如图 6－12(a)所示。由图可见，电路上下完全对称，高频信号 v_s反相加在二极管 VD_1、VD_2上，本振信号 v_L则同相加于 VD_1、VD_2上。图 6－12(b)是它的交流等效电路，图中 R 是混频电路的等效负载。

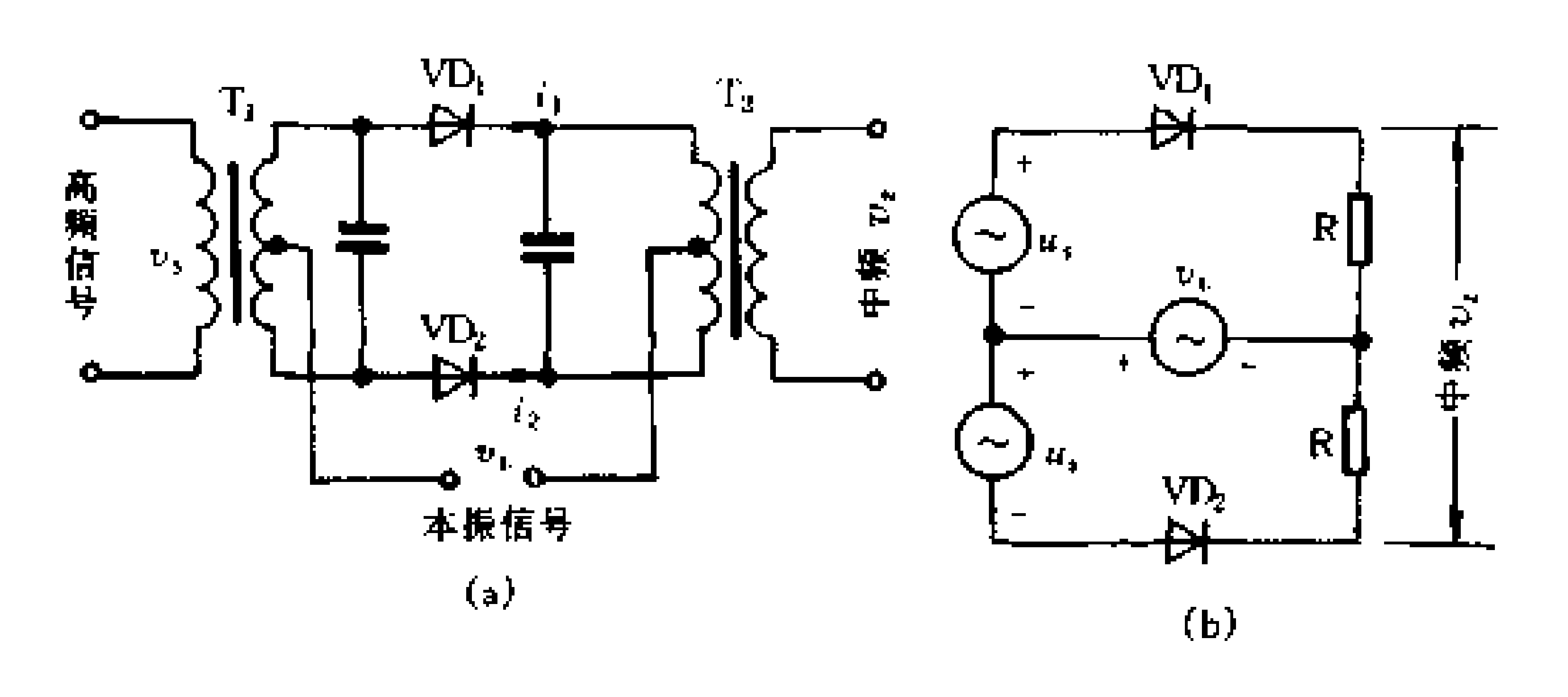


图 6－12　二极管平衡调幅电路

若 v_s、v_L信号的幅度均很小，根据理论分析，可得其输出电流 $i=i_1-i_2$中有中频$(\omega_L-\omega_s)$分量。经过选频回路的选择，即可获得中频输出。而且，i 中不包含振幅较大的本振基波分量，这对减小辐射、提高负载回路的滤波性能都十分有利。

二极管混频电路的缺点是没有放大能力，混频增益较低。

第七章
集成运算放大电路

第一节　集成电路概述

传统的电子电路，是由许许多多单个电子器件和电子元件在电路底板或印制电路板上用导线连接组装而成的，这种电路称之为分立元件电路。随着半导体技术的发展和工艺的进步，在60年代初期，人们已能将电子电路中的半导体管、电阻等元器件及电路连线全部集中制作在一块半导体基片上，构成一个完整的单元电路，称之为集成电路，俗称固体电路，简称IC。

一、集成电路的种类

按照电路功能的不同，集成电路一般可分为线性集成电路和数字集成电路两大类。线性集成电路又叫模拟集成电路，最早发展起来的应用最为广泛的线性集成电路就是本章介绍的集成运算放大电路。随后又陆续推出了集成功率放大电路、集成电压比较器、集成稳压电路以及其他一些单片专用集成电路(如电视机用电路、收录机用电路，等等，将在本书有关章节分别介绍)。数字集成电路是指产生和处理数字信号的集成电路，将在第八章详细叙述。

当前，按照集成电路制作工艺的不同，可分为半导体集成电

路、膜式集成电路及混合集成电路三大类。半导体集成电路又叫单片集成电路,它是把半导体二极管和三极管(或场效应管)、电阻、电容等元器件集中制作在一块半导体硅单晶片上,并用特殊的工艺使它们在电性上彼此隔离,然后按电原理图再相互连接在一起,构成一个完整的电路。膜式集成电路,又可分为薄膜及厚膜两种。薄膜集成电路是把半导体管、电阻、电容、电感以及其间的连线、全部由厚度为 1μm 以下的金属、半导体或金属氧化物薄膜重叠构成。厚膜集成电路的特点是膜的厚度为数微米。膜集成电路是在空气环境中利用丝网漏印工艺(类似于蜡纸油印方法)制作的。即先在陶瓷或玻璃基片上,叠置一漏网板,然后把银—金、钯—金等导电材料印浆和钯—银等电阻材料印浆经漏印板涂刷到基片上,加热烘干后制成所需的电阻及布线图形,再焊接上半导体管管芯,构成了集成电路组件。

按照在集成电路基片上制作的元器件数量多少,又可分为小规模集成电路 SSI(每片不多于 100 个元器件)、中规模集成电路 MSI(每片 100 ~ 1000 个元器件)、大规模集成电路 LSI(每片 1000 ~ 10000 个元器件)及超大规模集成电路 VLSI(每片 10000 个以上元器件)。

二、集成电路的结构特点

由于集成电路中的元器件都是应用半导体工艺在一块硅片上制作出来的,就不像分立元件电路那样灵活地选用任意阻值系列的电阻和形形色色的电容器。例如,集成电路中的二极管和稳压管一般用 NPN 管的发射结代替;电阻用 NPN 管的基区电阻;电容用 PN 结的结电容或 MOS 场效应管的栅极与沟道间的电容,等等。这就决定了集成电路在结构上有以下特点:

(1) 由于集成电路不能制作大容量的电容器,所以某些线

性集成电路需要使用大容量电容时，只能采用外接电容器的方式。多级低频放大电路之间不能采用阻容耦合，只能采用直接耦合，放大电路的结构形式也与分立元件有所不同。

(2) 目前，集成电路难于制作电感元件。所以在电路设计中避免使用电感，必须使用时，只能采取外接形式。

(3) 集成电路不能制作出大阻值电阻，只能利用三极管(或场效应管)构成的恒流源代替大阻值电阻。

(4) 常常采用复合管，用以改进单管的性能。

(5) 由于集成电路中的元器件是一个不可分割的整体，电路内部任何一个元器件损坏，都可能造成整个电路的损坏，其"可修性"很差。

三、电路集成化的优点

集成电路与分立元件电路比较，有着许多突出的无可比拟的优点，主要有以下几个方面：

(1) 体积小、重量轻，有利于实现电子设备的微小型化。

由于电路中的元器件直接制作在半导体基片上，密度很高，使电路的几何尺寸成百倍地缩小，又省去了各个元器件的封装外壳、组装电路的印制板及接插件等，使电路的体积和重量极大地缩小了，为电子设备的微小型化创造了有利条件。

(2) 提高了电路工作的可靠性

分立元件电路中的元器件都是焊接在印制电路板上，复杂的电子设备使用的元器件数量大，焊点数目多得惊人。实践表明，焊点是整个电子电路的薄弱环节，经常出现虚焊、漏焊、错焊，故障发生率高。电路集成化后，连接各元器件的导线已全部制作在基片上，封装后只留下少量的引线端子，焊点数目大大减少，从而使电路的可靠性大大提高。

(3) 功率消耗小

集成电路中元器件排列密集,散热条件差,所以在电路设计时充分考虑了减小电路的功耗,使它尽可能在低电压小电流条件下工作,这就使集成电路在功能大体相当的情况下,比分立元件电路的功耗小得多。

(4) 便于大量生产,成本低

半导体集成电路芯片的版图设计好后,即投入了大批量和自动化生产,产品合格率较高,使电路成本降低,在功能大体相当时,集成电路比分立元件电路价格便宜。

第二节　运算放大电路的基本概念

在线性集成电路发展的历史中,集成运算放大器是最早被提出和研制成产品的电路。自 1969 年美国仙童公司生产出第一块集成运算放大器 μA702 以来,近 20 多年的时间内,集成运算放大器已有了巨大的发展,品种日益增多,质量不断提高,应用范围越来越广。早期的运算放大器主要是用作模拟计算机系统中的基本运算部件,所以称为运算放大器。近年来,它的应用范围不断拓宽,用它可以完成放大、振荡、调制和解调、模拟信号的相乘、相除、相减和相比较等功能,而且还广泛地用于脉冲电路。目前,除了高频大功率电路外,凡是晶体管分立元件组成的电子电路都能用以集成运算放大器为基础的电路来代替。因此,人们常称它为"万能器件"。

运算放大器实际上是一种高增益直接耦合放大器,当给它加上一定形式的深度负反馈,就能完成加法、减法、积分、微分等数学运算,这就是当初称为"运算放大器"的来由。

一、运算放大器的等效电路

运算放大器可以看成是一个具有一定开环增益 K_0、输入电阻 r_{sr}和输出电阻 r_{sc}的放大器。它的小信号等效电路如图 7－1(a)所示。图中"－"端称为反相输入端，表示输出信号与输入信号相位相反；"＋"端叫同相输入端，表示输出信号与输入信号相位相同。r_{sr}是运算放大器的输入电阻，r_{sc}为输出电阻，K_0为放大器的开环放大倍数(开环增益)。图 7－1(b)所示是运算放大器的电路符号。

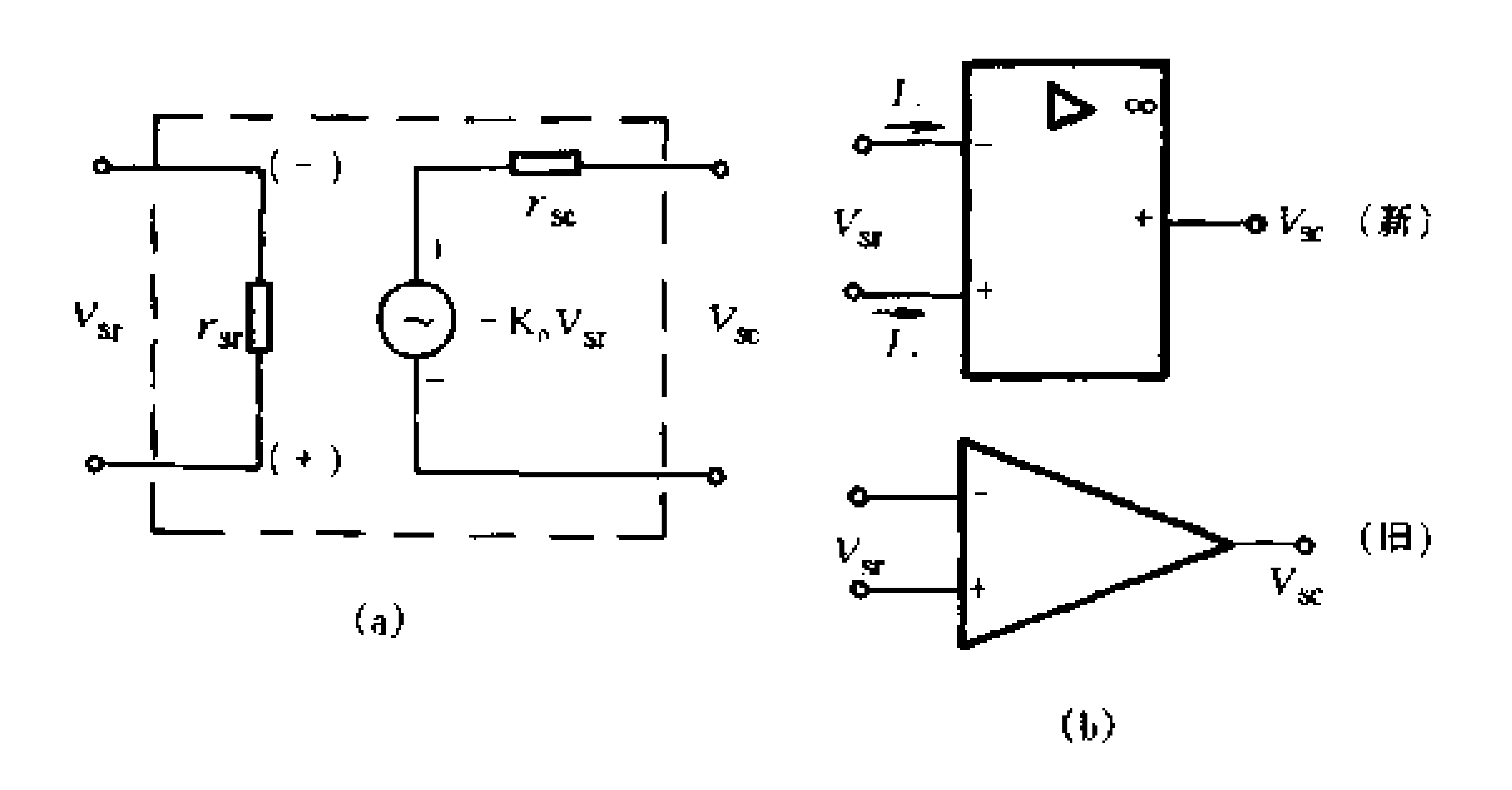


图 7－1　运算放大器等效电路和符号

从数学运算的角度来说，希望获得一个理想的运算放大器，也就是它的各项参数均达到理想的最佳值。理想运算放大器的主要特征是：

(1) 开环电压增益 $K_0 \to \infty$；

(2) 输入电阻 $r_{sr} \to \infty$，即输入电流 $I_+ = I_- = 0$；

(3) 输出电阻 $r_{sc} \to 0$；

(4) 输入失调电压和失调电流为零；

(5) 开环带宽为无限大，转移速度为无限大；

(6) 没有噪声；

(7) 输出电压任意(与负载无关)。

二、运算放大器负反馈的基本电路形式

运算放大器在实际应用中往往要加上一定形式的反馈网络，形成闭环运用。如果从输出端反馈到放大器同相输入端[图 7－2(a)]，则构成正反馈。利用正反馈特性，可作成正弦波、方波等信号发生器。如果输出端反馈到放大器反相输入端[图 7－2(b)]，则构成负反馈。由于集成运算放大器的开环增益较大，在引入深度负反馈后，虽然闭环增益较小，但闭环增益的特性比较稳定，基本上仅取决于反馈网络，而且还改善了电路的频率响应特性和温度漂移特性，有利于提高数学运算精度。负反馈放大器常用的基本电路有以下两种。

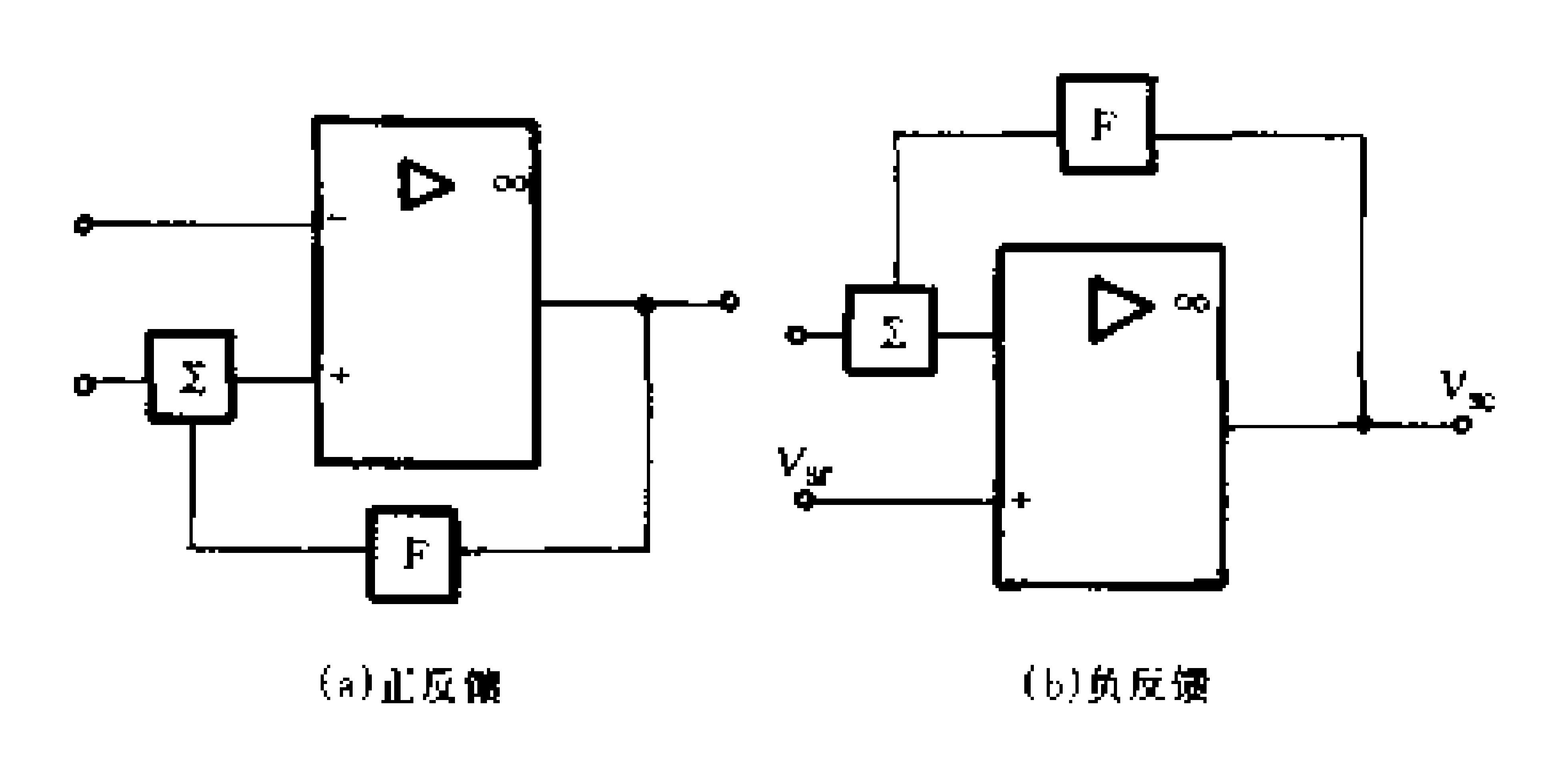


图 7－2 负反馈运算放大电路方框图

1. 同相放大器

同相放大器是指输入信号 V_{sr} 加在放大器的同相输入端，输

出电压 V_{sc}与输入电压 V_{sr}同相。R_1和 R_f构成负反馈回路，R_f是反馈电阻，R_1是输入端外接电阻，如图 7-3 所示。因为

$$V_{sc}=-K_0V_{sr}$$

在理想的情况下，$K_0\to\infty$，那么对于一个有限的输出电压 V_{sc}，其输入电压 $V_{sr}\to 0$；又由于放大器是理想的，$i_+=i_-=0$，故 R_1和 R_f节点 A 处的电位为

$$V_A=V_{sr}+V_s=V_s$$

$$i_1=\frac{V_A}{R_1}=\frac{V_s}{R_1}$$

所以

$$i_f=\frac{V_{sc}-V_A}{R_f}=\frac{V_{sc}-V_s}{R_f}$$

因此
由于 $i_-=0$，根据基尔霍夫定律，必有

$$i_1=i_f$$

将上列 i_1、i_f的值代入上式，整理后得

$$\frac{V_{sc}}{V_s}=\frac{R_f}{R_1}+1$$

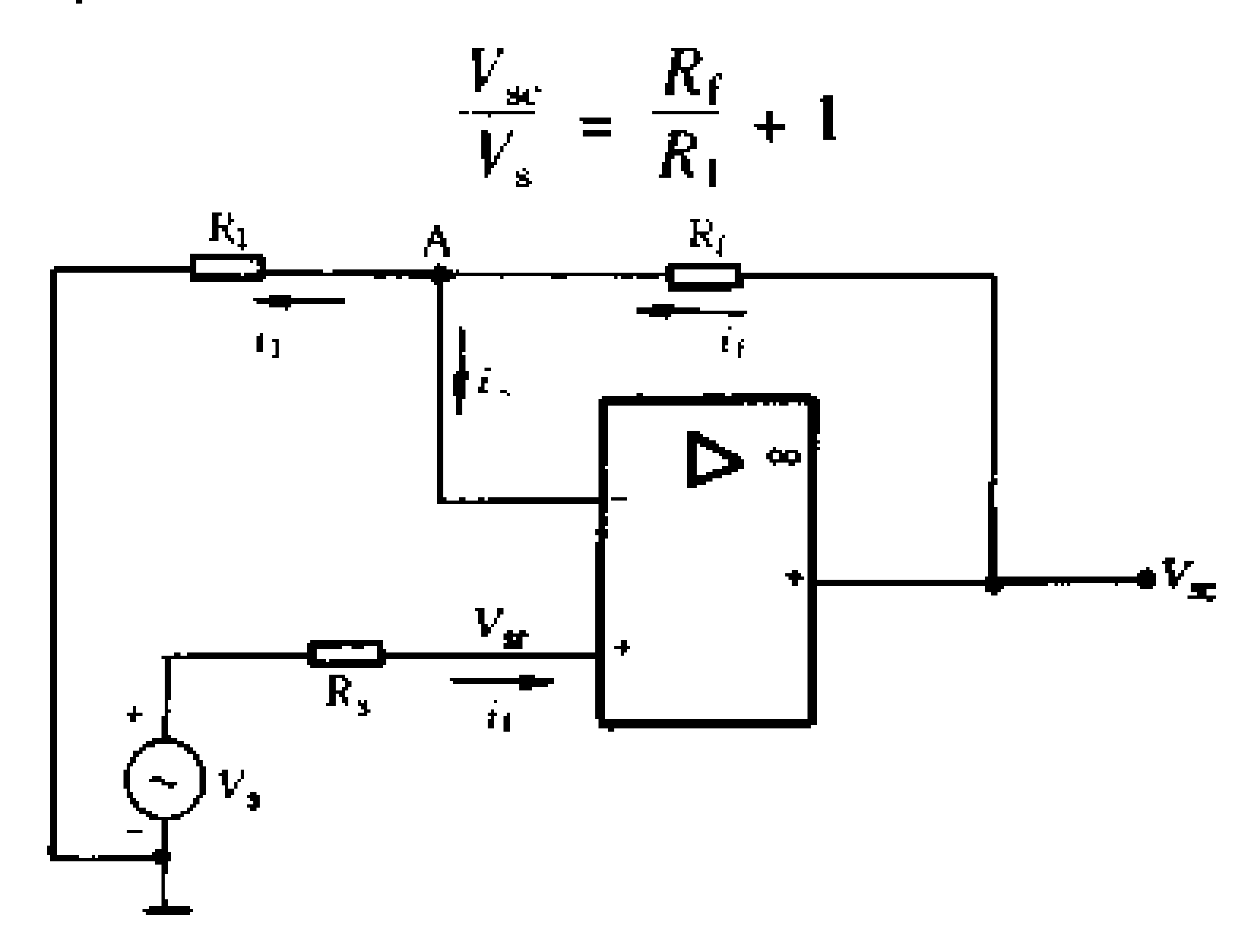


图 7-3　同相放大器

即放大器的闭环增益为

$$K_f = \frac{V_{sc}}{V_s} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

可见，在开环增益 $K_o \to \infty$ 的情况下，闭环增益 K_f 完全由反馈网络 R_f、R_1 决定，与放大器本身的特性无关，这就可以配置出许多具有特色的电路。

在图 7－3 中，R_s 为信号源内阻，使用中常选取 $R_1 \parallel R_f = R_s$，以消除输入基极电流不平衡引起的失调。

同相放大器电路实际上是电压串联负反馈放大器，它有很大的输入电阻和很小的输出电阻。

作为这种同相负反馈电路的一种特殊情况，当 $R_1 \to \infty$ 时，就成了图 7－4的形式。当 $R_1 = \infty$ 时，得

$$K_f = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 1$$

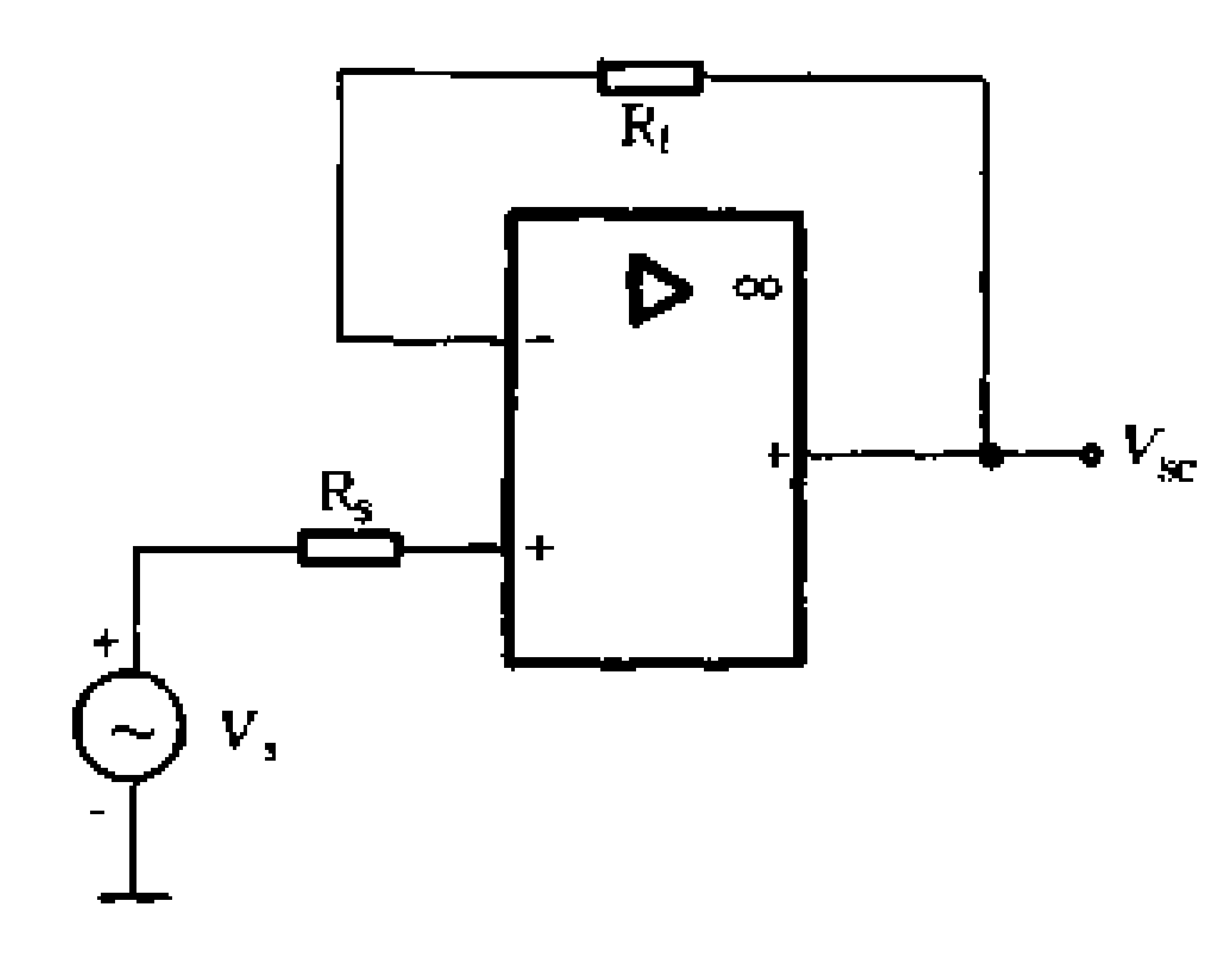


图 7－4　电压跟随器

这实际上是闭环增益为 1 的电压跟随器。它具有输入电阻高和输出电阻低的特点，可用作阻抗变换。

2. 反相放大器

反相放大器如图 7－5 所示。其输出电压 V_{sc} 与输入电压 V_{sr} 是反向的，即输出信号通过 R_f 加到放大器的反向输入端，R_1 和 R_f 构成反馈网络，R_f 是反馈电阻。

设若开环增益 $K_o \to \infty$，则 $V_{sr} \to 0$，同相端直接接地，因此 R_1 与 R_f 节点处电压 V_A 近似为零。若放大器是理想的，有 $i_+ = i_-$

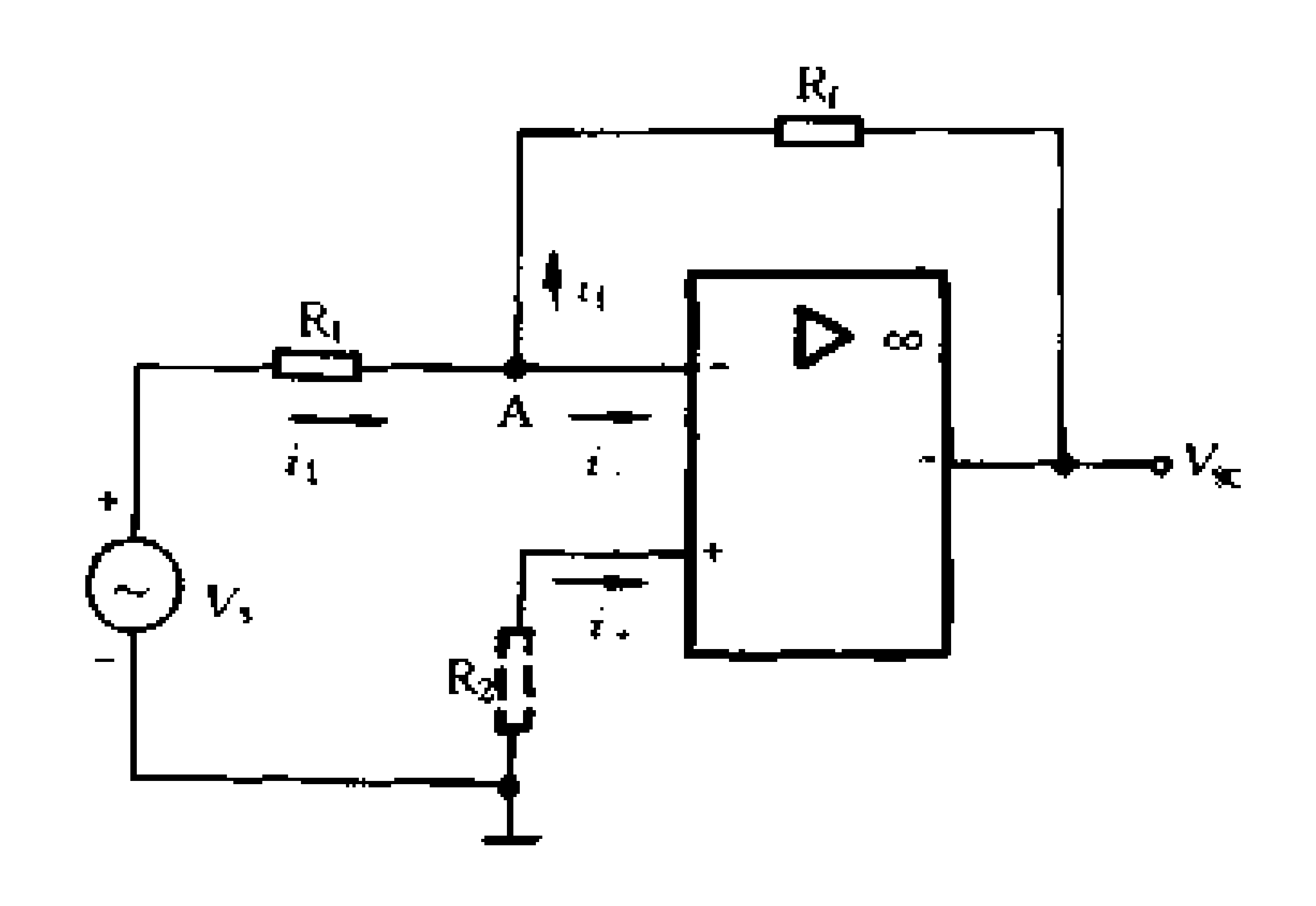


图 7-5 反相放大器

$=0$，根据基尔霍夫定律

$$i_1 = i_f \qquad \text{又}\ i_1 = \frac{V_s - V_A}{R_1} \approx \frac{V_s}{R_1} \qquad i_f = \frac{V_A - V_{sc}}{R_f} \approx \frac{V_{sc}}{R_f}$$

可得到
$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_{sc}}{R_f}$$

则
$$K_f = \frac{V_{sc}}{V_s} = \frac{R_f}{R_1}$$

可见，闭环增益 K_f只与 R_f、R_1有关。

为了消除输入基流不平衡引起的失调，通常在同相输入端接入 R_2（图中虚线所示），并取 $R_2 = R_1 \parallel R_f$，图中信号源内阻 R_s包括在 R_1之中。

上面提到的 A 点处电位 V_A近似于零，通常称为"虚地"点。所谓虚地，就是 A 点电位很低，几乎接近地电位，但 A 点不是真正的"地"，如果 A 点是真正的地，则所有输入信号均会被短路。所以，"虚地"是指 A 点电位小到可以忽略。流入放大器的电流近似为零。利用 A 点是虚地的概念，直接有 $i_- = i_+ = 0$。后面还会看到，利用虚地的概念，可以使分析问题简化。

反相放大器实质上是电压并联负反馈放大器。

作为反相放大器的一种特殊情况，若取 $R_1=R_f$，则

$$K_1=-\frac{R_f}{R_1}=-1$$

即 $V_{sc}=-V_s$，它表明输出电压与输入电压相位相反，大小相等，这就构成了一个倒相器。在数学运算中常用它实现反相运算。

三、运算放大电路的基本运算功能

运算放大电路的应用十分广泛，首先介绍它的运算功能，使读者了解它是怎样实现信号的组合和运算的，从而对运算放大器的特性有更进一步的了解。

1. 比例放大器

输出信号与输入信号之比为一定值的运算放大电路，称为比例放大器，如图 7－6 所示。

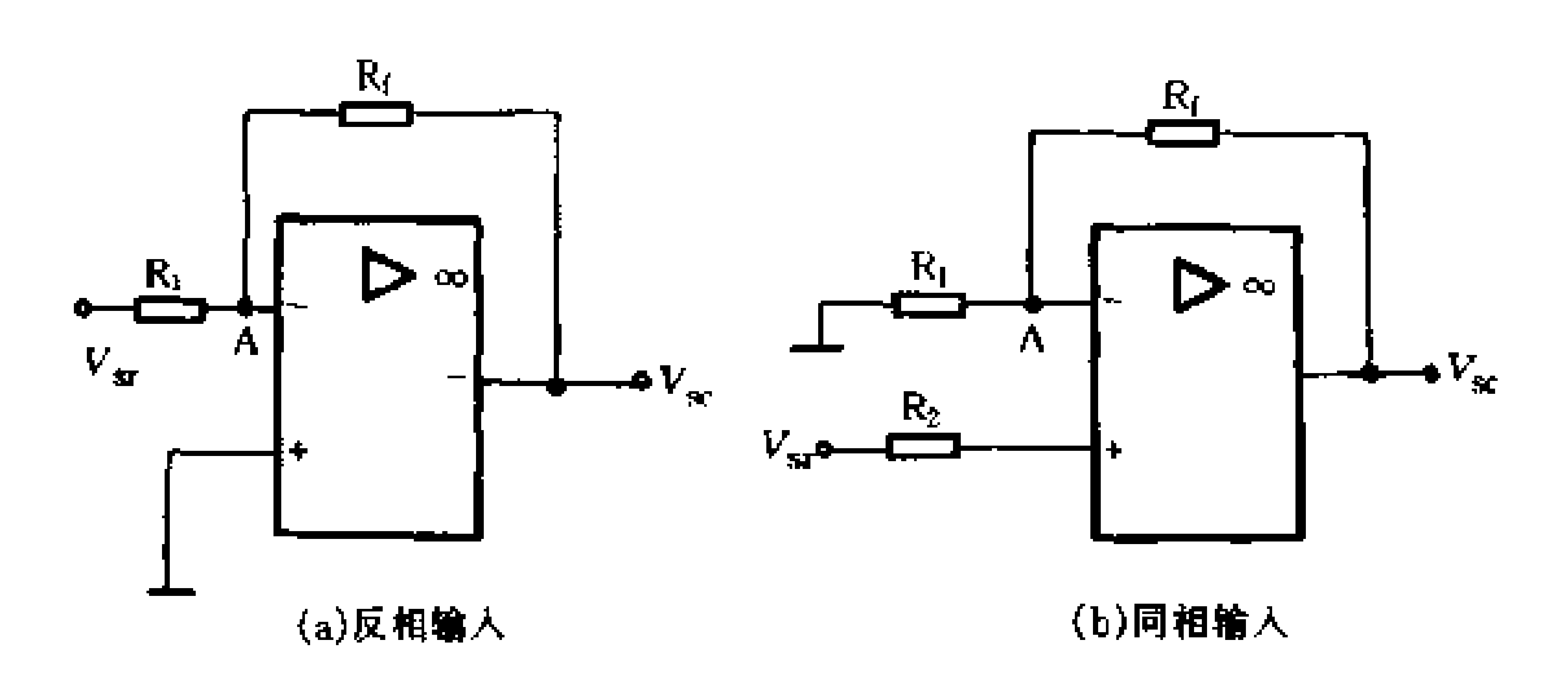


图 7－6　比例放大器

图 7－6(a)所示是反向输入比例运算放大器，它的电路结构与图 7－5 所示的反相放大器相同，因而可以列出

$$V_{sc} = -\frac{R_f}{R_1} V_{sr}$$

可见，输出电压 V_{sc} 与输入电压 V_{sr} 之比为一定值 $(-\frac{R_f}{R_1})$。这就意味着当运算放大器的开环增益 K_0 足够大时，放大器的输出电压与输入电压之比仅由 R_f 和 R_1 的比值来确定。这时，闭环增益 K_f 也就等于这个比值。这样，通过运算放大器实现了比例运算，使输出电压等于输入电压乘以比例常数 $-\frac{R_f}{R_1}$。改变 R_f 或 R_1 的大小，就可以改变其比例关系。

图 7-6(b)所示是同相输入比例放大器。由于开环输入电阻 r_{sr} 很大，可以近似认为 $i_{sr}=0$，因此 $V_B \approx V_{sr}$，

而
$$V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_{sc}$$

因为
$$V_{sc} = K_o(V_B - V_A)$$

将上列 V_B 和 V_A 值代入上式，得
$$V_{sc} = K_o(V_{sr} - \frac{R_1 V_{sc}}{R_1 + R_f})$$

解出
$$V_{sc} = \frac{K_o V_{sr}}{1 + \frac{K_o R_1}{R_1 + R_f}}$$

当 K_o 很大时，$\frac{K_o R_1}{R_1 + R_f} \gg 1$，上式可简化为
$$V_{sc} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} V_{sr}$$

即输出电压与输入电压之比为一定值 $\frac{R_1 + R_f}{R_1}$。显然，同相输入

比例放大器在作比例运算时，比例系数总大于 1。

2. 加法器

若运算放大器的输出信号是几个输入信号的代数和，则此放大器称为加法器。图 7－7 所示是加法器的原理电路图。因为放大器 A 的输入端是"虚地"的，所以三个输入电流 i_1、i_2、i_3 全部流入反馈电阻 R_f，即

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f$$

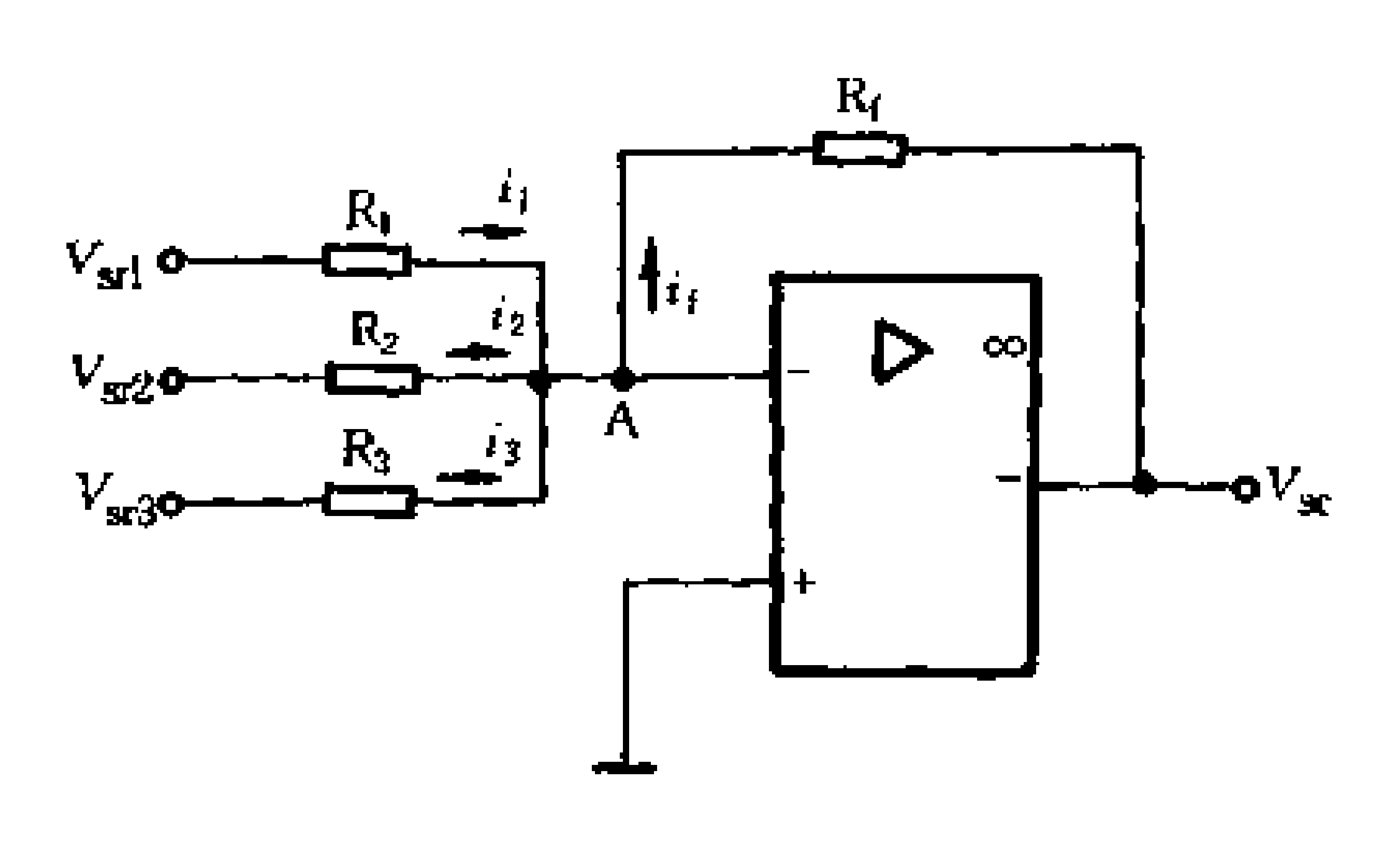


图 7－7　加法器

由于 A 点是"虚地"点，即 $V_A = 0$，所以

$$i_1 = \frac{V_{sr1} - V_A}{R_1} \approx \frac{V_{sr1}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{V_{sr2} - V_A}{R_2} \approx \frac{V_{sr2}}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{V_{sr3} - V_A}{R_3} \approx \frac{V_{sr3}}{R_3}$$

$$i_f \approx \frac{V_{sc}}{R_f}$$

A 点又称为相加点，根据基尔霍夫第一定律

$$\frac{V_{sr1}}{R_1} + \frac{V_{sr2}}{R_2} + \frac{V_{sr3}}{R_3} = -\frac{V_{sc}}{R_f}$$

所以 $$V_{sc} = -R_f\left(\frac{V_{sr1}}{R_1} + \frac{V_{sr2}}{R_2} + \frac{V_{sr3}}{R_3}\right)$$

若取 $$R_1 = R_2 = R_3 = R_f$$

则 $$V_{sc} = -(V_{sr1} + V_{sr2} + V_{sr3})$$

即放大器的输出电压直接等于各输入电压之和，实现了加法运算。若在图 7－7 后面再接一个倒相器，即可得到

$$V_{sc} = V_{sr1} + V_{sr2} + V_{sr3}$$

这就是一个完整的加法器。

3. 减法器

输出信号是两个输入信号之差的放大器，叫做减法器，如图 7－8 所示。

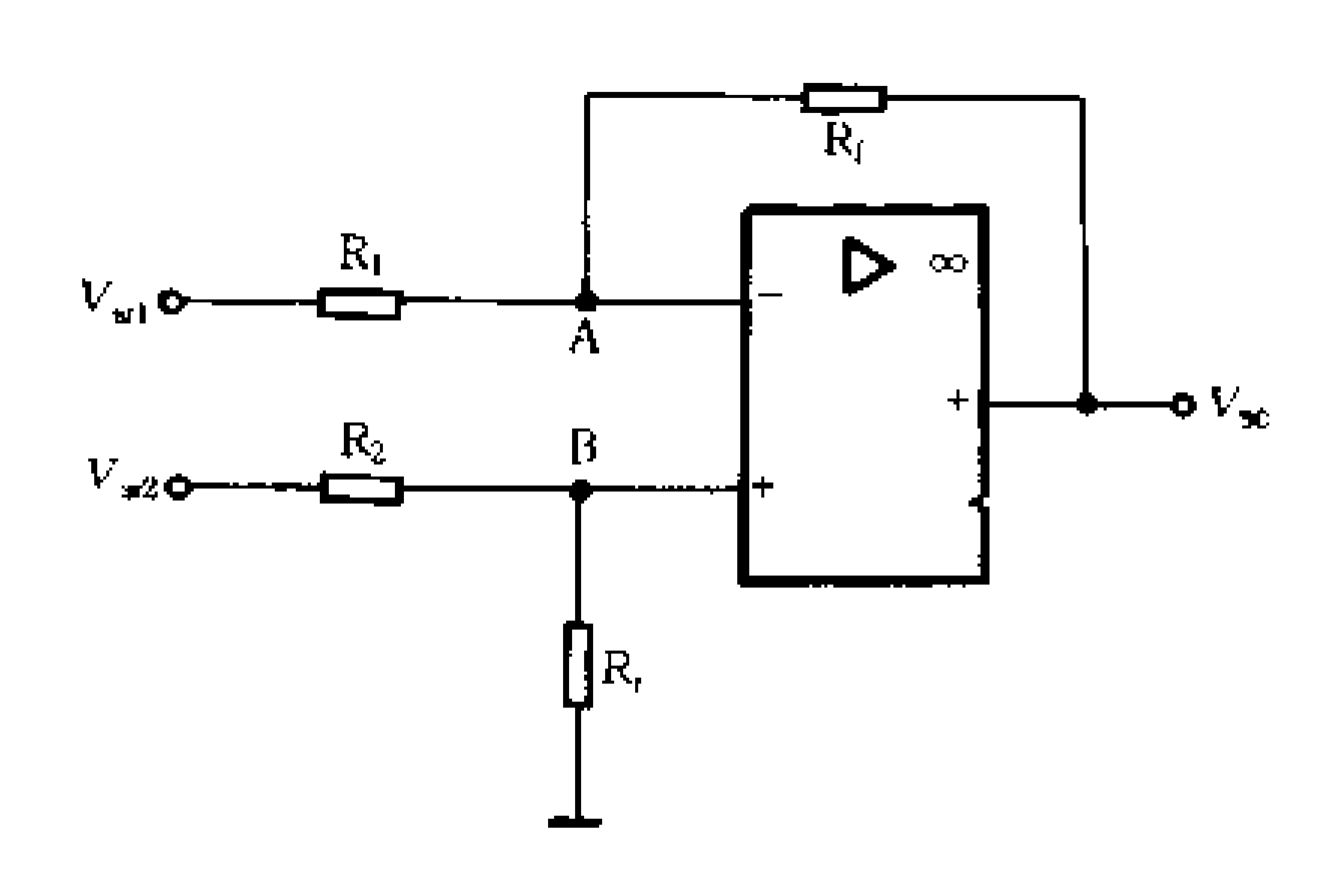


图 7－8　减法器

用分解法，先将 V_{sr2} 短路，则成为反相输入放大器，可以写出

$$V_{sc1} = -\frac{R_f}{R_1}V_{sr1}$$

再将 V_{sr1}短路，则成为同相输入放大器，即

$$V_{sc2} = \frac{R_1 + R_f}{R_1}V_B$$

因为

$$V_B = \frac{R_f}{R_2 + R_1}V_{sr2}$$

所以

$$V_{sc2} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot \frac{R_f}{R_2 + R_f}V_{sr2}$$

根据叠加原理可得

$$V_{sc} = V_{sc1} + V_{sc2} = -\frac{R_f}{R_1}V_{sr1} + \frac{R_f}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_f}{R_2 + R_f}V_{sr2}$$

若取 $$R_1 = R_2 = R_f$$

则 $$V_{sc} = V_{sr1} - V_{sr2} = -(V_{sr1} - V_{sr2})$$

即放大器的输出电压等于两个输入电压之差，从而构成一个减法器。

用集成运算放大器还可组成积分器、微分器等多种运算电路，本书不作介绍。

第三节　集成运算放大电路中的基本单元

集成运放是一种高放大倍数、高输入电阻、低输出电阻的直接耦合多级放大电路。目前，进口的和国产的集成运放型号、品种繁多，但它们都是由几个主要环节组成。图 7－9 是集成运放的简化原理方框图。输入级的作用是提供与输出端成同相关系

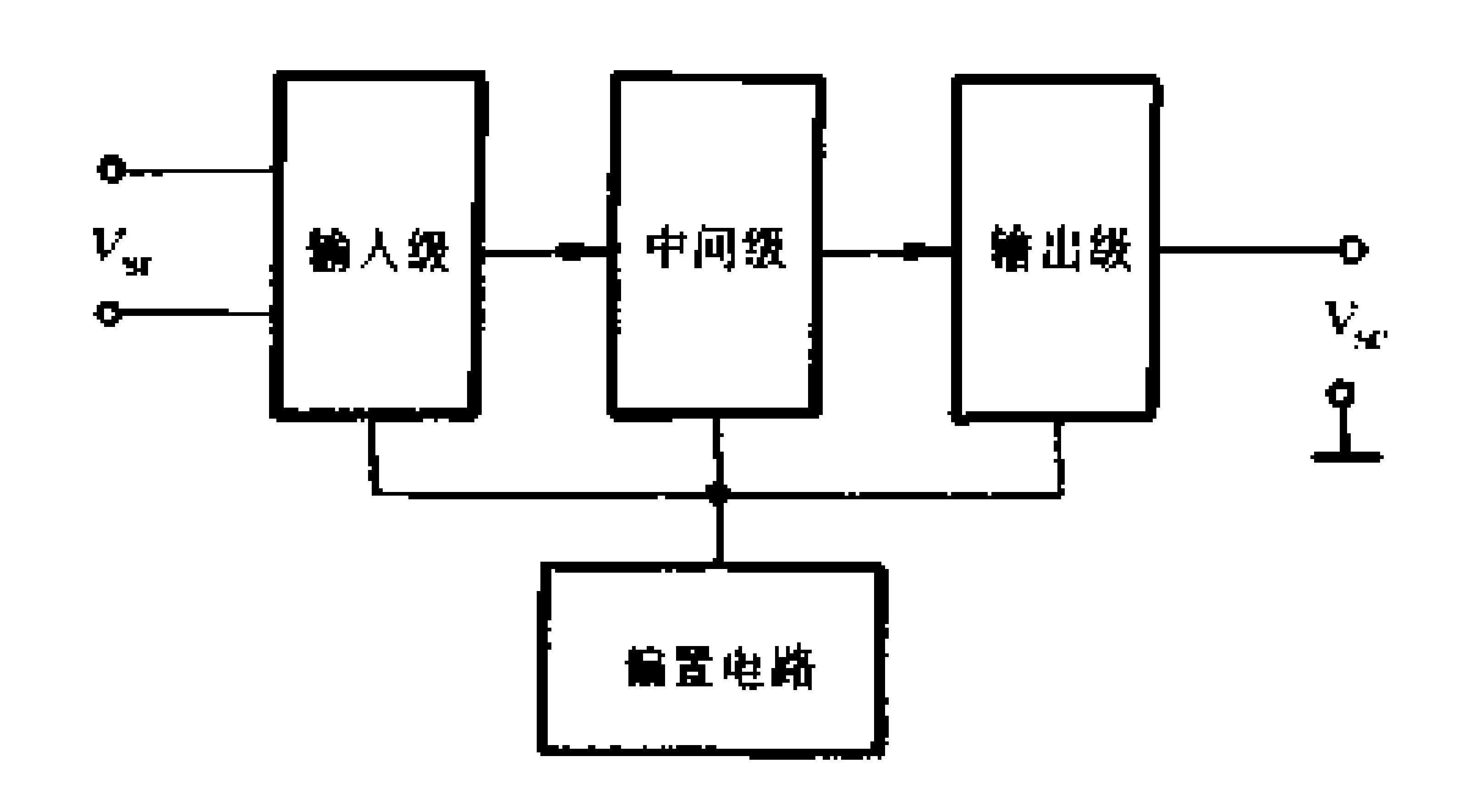


图 7-9　集成运放原理方框图

和反相关系的两个输入端，要求它能有效地抑制温度漂移；中间级的作用是提供足够大的电压放大倍数；输出级的作用是提供一定幅度的电压变化和电流变化，以推动负载工作。偏置电路是向各级提供合适的静态工作电流。

针对本章第一节所述集成电路的特点，结合集成运放的实际电路，重点介绍组成它的基本单元电路。

一、差动放大电路

为了有效地抑制直接耦合放大电路的零点漂移，各种集成运放的输入级均毫无例外地采用了差动放大电路。

1. 差动放大电路的基本原理

图 7-10 所示是最简单的差动放大电路。由图可见，它是由两个完全对称的单管放大电路组合而成的。电路有两个输入端，它们实际上就是运放的同相输入端和反相输入端。在这两个输入端即 VT_1 和 VT_2 的基极分别输入信号电压 V_{sr1} 和 V_{sr2}，两管基极间的电压 V_{sr} 为整个放大电路的输入电压；两管集电极输出电压分别为 V_{sc1}、V_{sc2}，两管集电极之间的电压 V_{sc} 为整个放大电路的输出电压。显而易见，对两个单管放大电路来说，存在着

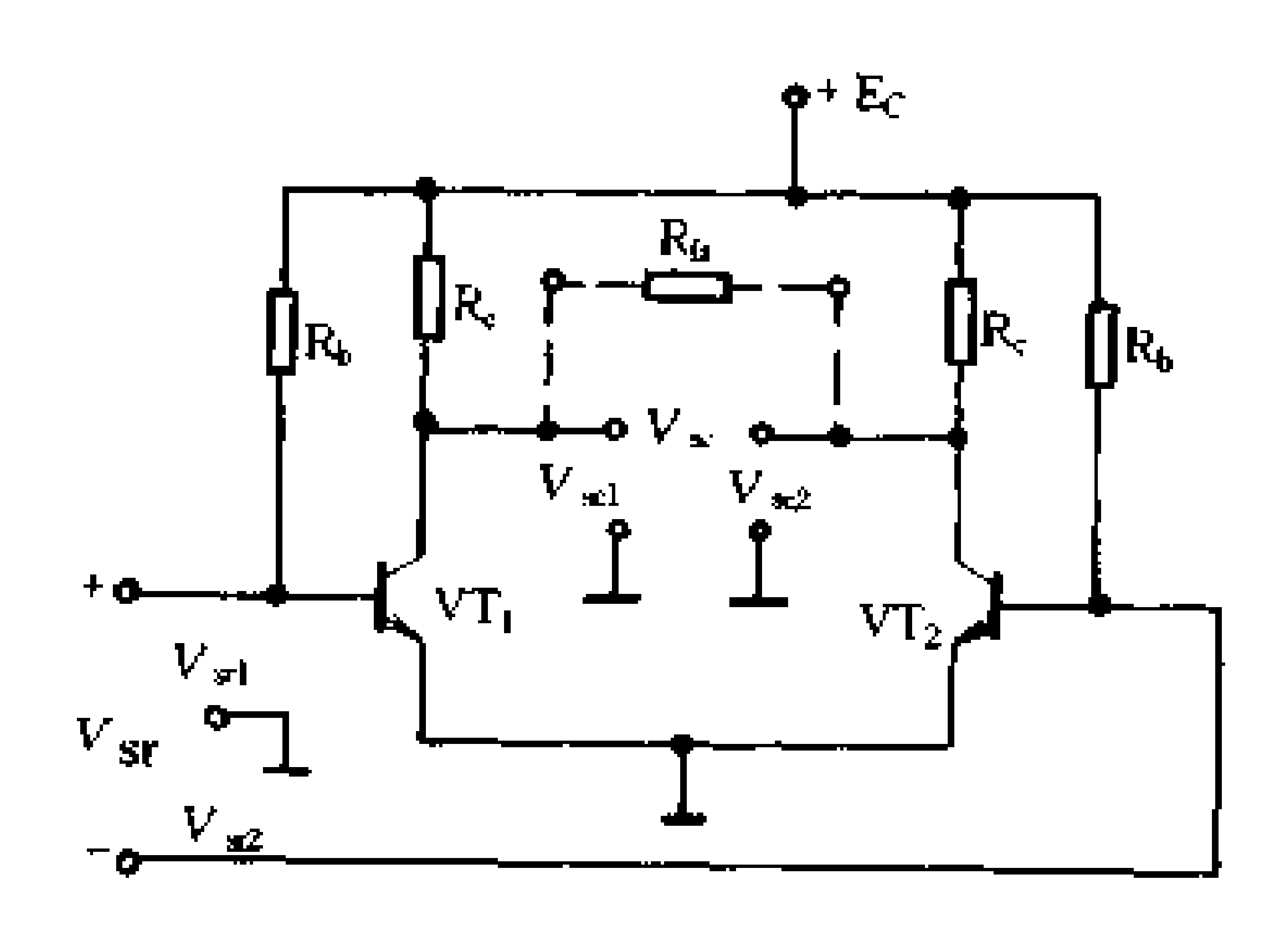


图 7-10　最简单的差动放大电路

以下关系,即

$$V_{sr1} = \frac{1}{2} V_{sr}$$

$$V_{sr2} = \frac{1}{2} V_{sr}$$

$$V_{sr1} = - V_{sr2}$$

$$V_{sc} = V_{sc1} - V_{sc2}$$

式中
$$V_{sc1} = -\beta_1 \frac{R_c}{r_{be1}} V_{sr1} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} V_{sr1}$$

$$V_{sc2} = -\beta_2 \frac{R_c}{r_{be2}} V_{sr2} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} V_{sr2}$$

所以
$$V_{sc} = V_{sc1} - V_{sc2} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} (V_{sr1} - V_{sr2})$$

$$= -\frac{\beta R_c}{r_{be}} V_{sr}$$

上式表明,图 7-10 所示电路的输出电压 V_{sc}正比于两个输

入端的信号电压之差，所以称为差动放大电路。差动放大电路虽然是由两个单管放大电路组合而成，其总的电压放大倍数与一个单管放大电路的电压放大倍数相同，即

$$K_o = \frac{V_{sc}}{V_{sr}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

图 7-10 的电路中，两个输入端的信号电压幅值相等、极性相反（$V_{sr1} = -V_{sr2}$），称为差模信号。输入差模信号时的放大倍数称为差模放大倍数用 K_o表示。

为什么这种电路可以抑制零点漂移呢？由于两个单管放大电路的参数完全相同，所以任何外界因素的影响（如温度变化、电源电压波动等）所引起的静态工作电流的微小缓慢的变化量，对 VT_1和 VT_2都是一样的，这个变化量大小相等、极性相同，相当于在两管输入端同时输入一个大小相等、极性相同的信号，即

$$V_{sr1} = V_{sr2}$$

这种输入方式，称为"共模输入"，这种输入信号称为"共模信号"。

差动放大电路输入共模信号时，由于两管输入信号大小相等、极性相同，所以两管输出信号也是大小相等、极性相同，即

$$V_{sc1} = V_{sc2}$$

电路的输出信号是取自两管集电极之间，所以

$$V_{sc} = V_{sc1} - V_{sc2} = 0$$

这就是说，差动放大电路对共模信号的放大倍数为零。因此，两管的零点漂移在电路的输出端互相抵消，理想的差动放大电路输出端的零点漂移为零。实际上，两个单管放大电路不可能绝对对称，只能做到大体对称，但输出端的零点漂移却因此而大大减小。

需要说明，就差动放大电路的每一个放大管来说，不论是对

共模信号还是差模信号，其放大作用都是一视同仁的。这就是说，每一单管电路输出端的零点漂移依然如故。没有得到任何抑制。如果需要在某一三极管的集电极取得输出信号（即单端输出方式，后面将做介绍），零点漂移仍和单管放大电路一样。因此，图 7－10 的原理电路还需作进一步的改进。

2. 典型差动放大电路

为了减小差动放大电路中每一只管子的零点漂移，可以采用负反馈的方法。图 7－11 所示是典型的差动放大电路，它与

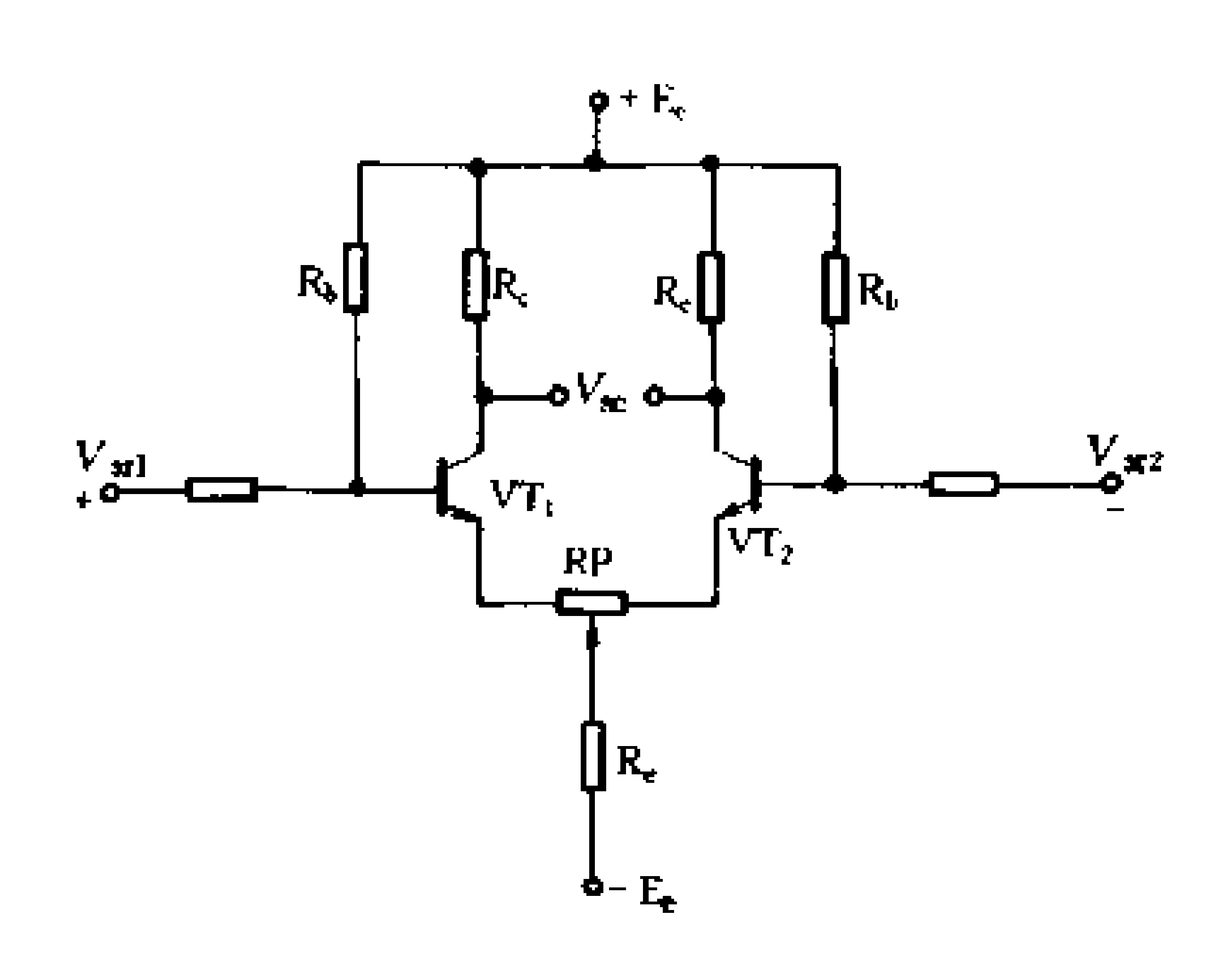


图 7－11　典型差动放大电路

图 7－10 不同的是，在两管的发射极接入了共用负反馈电阻 R_e 和负电源 $-E_e$。为了深入了解 R_e 的作用，绘出了图 7－12 的简化电路。假定由于环境温度升高，使两管发射极电流 I_{e1} 和 I_{e2} 同时变大，则流过 R_e 的电流 $I_e = I_{e1} + I_{e2}$ 也随之增大，使 e 点的电位跟着提高。如果两管基极电位保持不变，则 V_{be1}、V_{be2} 均会减小，导致 I_b' 和 I_b'' 减小，从而使 $I_{e1}(I_{c1})$、$I_{e2}(I_{c2})$ 下降。可用下

图表示

$I_{c1}\downarrow$ ←

温度$T\uparrow$ → $I_{c1}\uparrow$、$I_{c2}\uparrow$ → $I_e\uparrow \rightarrow V_e\uparrow$ → $V_{be1}\downarrow \rightarrow I'_b\downarrow$ ；$V_{be2}\downarrow \rightarrow I''_b\downarrow$

$I_{c2}\downarrow$ ←

显然，接入了共用发射极反馈电阻 R_e 后，稳定了两个管子的静态集电极电流，使零点漂移得到了有效的抑制。R_e 的阻值越大，稳定效果越好，克服零点漂移的作用也越显著。

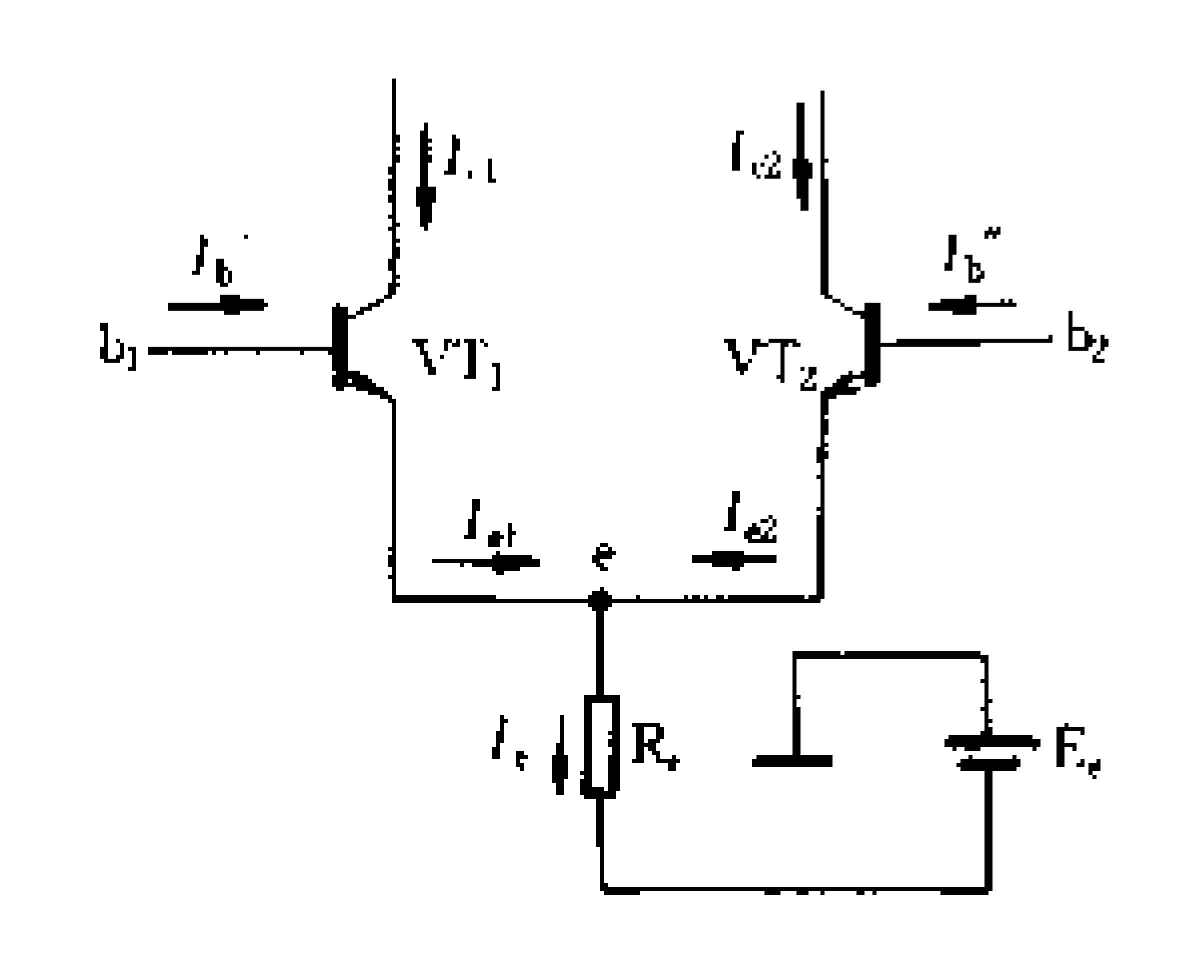


图 7－12　图 8－11 的简化电路

值得重视的是，对共模信号来说，如果每管发射极电流的变化量为 ΔI_e，则流过共用射极电阻 R_e 的电流变化量为 $2\Delta I_e$，R_e 两端的负反馈电压为 $2R_e\Delta I_e$，这正相当于每个三极管的发射极串接了一个 $2R_e$ 的电阻一样。

采用辅助电源 E_e 的目的，主要是为了解决工作点设置与减小零点漂移之间的矛盾。如果没有辅助电源 E_e，当 R_e 取值很大时，R_e 上的直流电压降也会很大，在电源电压 E_c 一定时，将导致 I_c 减小，即管子的工作点降低，会影响到正常的放大倍数。E_e 就是为选用较大阻值的 R_e 创造条件的。R_e 取得越大，要求 E_e 越高，所以 R_e 也不能用的过大。

接入足够大的 R_e 后，可以对共模信号产生强烈的负反馈，那么，对有待放大的差模信号会不会也产生负反馈呢？为什么

R_e 两端没有并联旁路电容呢？这个问题已经很容易解释：当我们把一个差模信号加到电路的输入端时，由于两管输入信号大小相等、极性相反，一个管子的信号电流变大时，另一个管子的信号电流等值地减小，在电路对称的情况下，增加量和减小量相等，在 R_e 上的电流变化量为零，R_e 上的信号电压降也为零，R_e 对差模信号相当于短路，所以不用并联旁路电容也不会产生负反馈作用。

3. 采用晶体管恒流源的差动放大电路

上述典型的差动放大电路，依靠两管发射极的共用负反馈电阻 R_e，有效地抑制了零点漂移。但是，在集成电路中，目前难以制作大阻值的电阻，常采用晶体管恒流源取代 R_e。图 7－13 是恒流源差动放大电路的原理图。

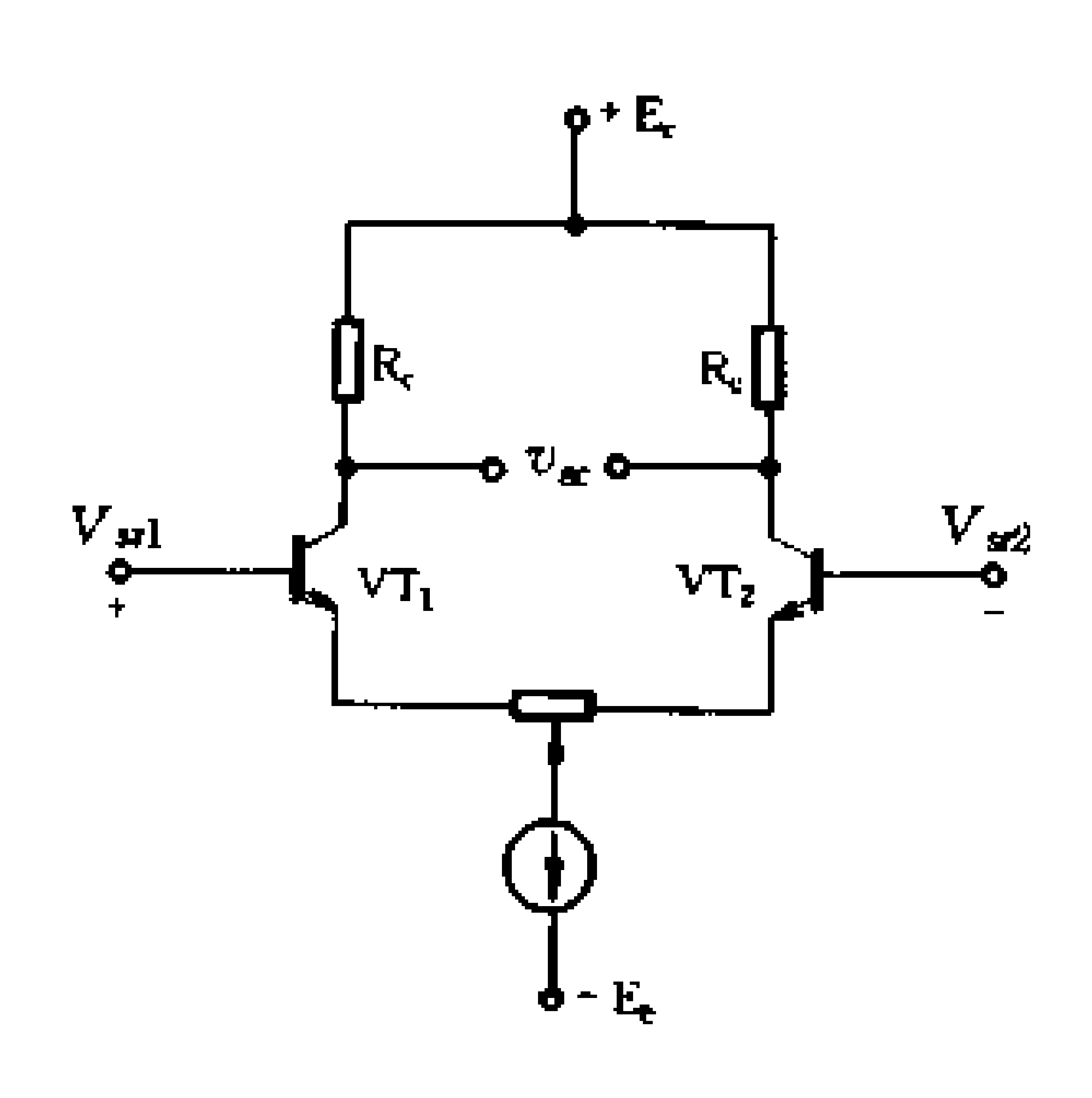


图 7－13　恒流源差动放大电路原理图

什么是晶体管恒流源呢？为了说明这个问题，我们再来复习晶体管在放大区的恒流特性。图 7－14 所示是晶体管的输出特性曲线，在放大区内，集电极电流 I_c 基本上由基极电流 I_b 决定，当 I_b 恒定时，I_c 也保持恒定，几乎不受 V_{ce} 变化的影响，这就意味着晶体管集电极和发射极之间的动态电阻（对变化量呈现的电阻）非常大，一般可达几十千欧到几百千欧，而集电极与发射极之间的管压降 V_{ce} 却只有几伏。如果在偏置电路设置上能使晶体管的基极电流保持恒定，集电极电流也就恒定了，因此称

之为晶体管恒流源。

图 7-15 所示是具有恒流源的差动放大电路。图中，R_1、R_2 为电阻分压器，固定了恒流管 VT_3 的基极电位 V_{b3}。当温度升高引起 I_{c3}增加时，R_3 两端的电压也要增加，但因 V_{b3} 为固定值，V_{be3} 要比以前减小，I_{b3}也随之减小，因此抑制了 I_{c3}的上升。只要 I_{c3}保持恒定不变，则 I_{c1}和 I_{c2}也就不能发生变化，VT_1 和 VT_2 的集电极电位 V_{c1}、V_{c2}也将保持不变，从而达到了抑制零点漂移的目的。

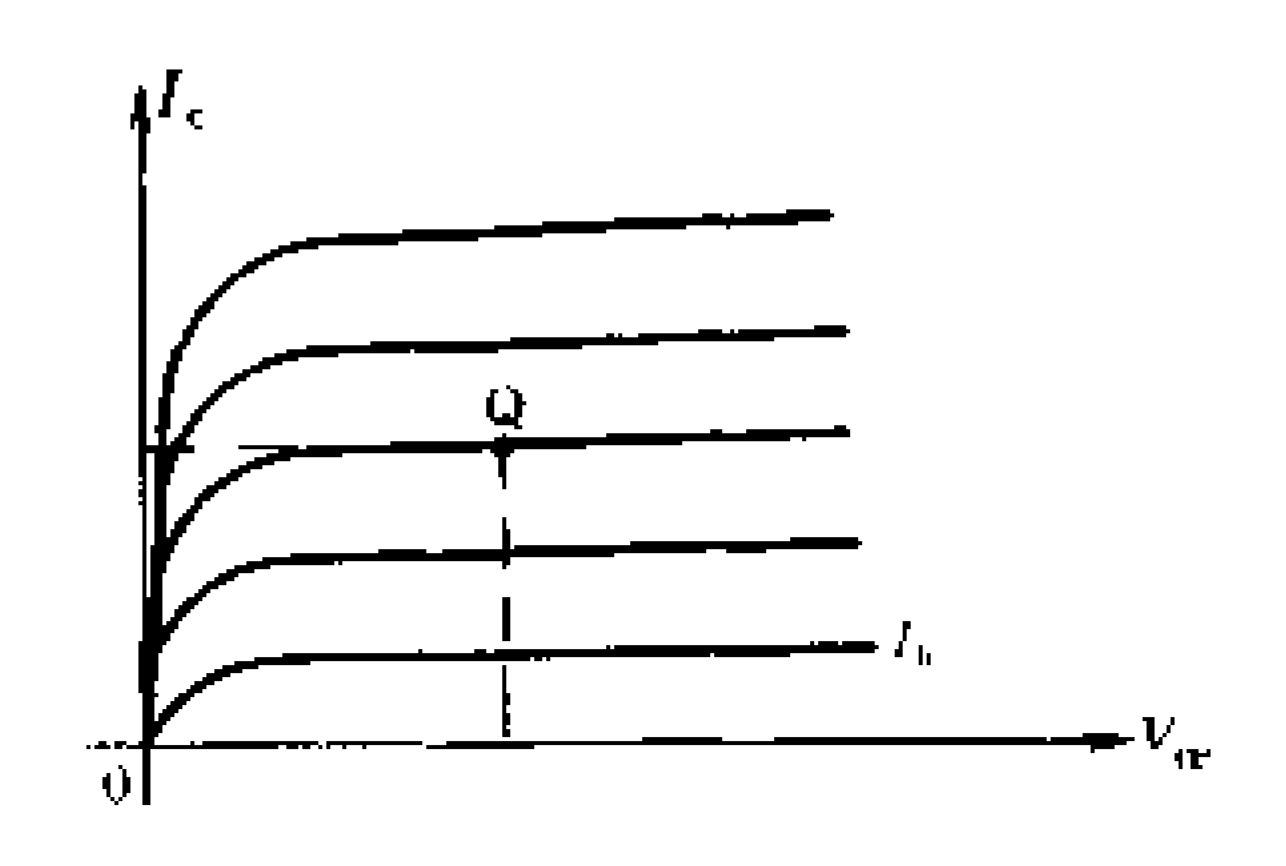


图 7-14 晶体管的输出特性

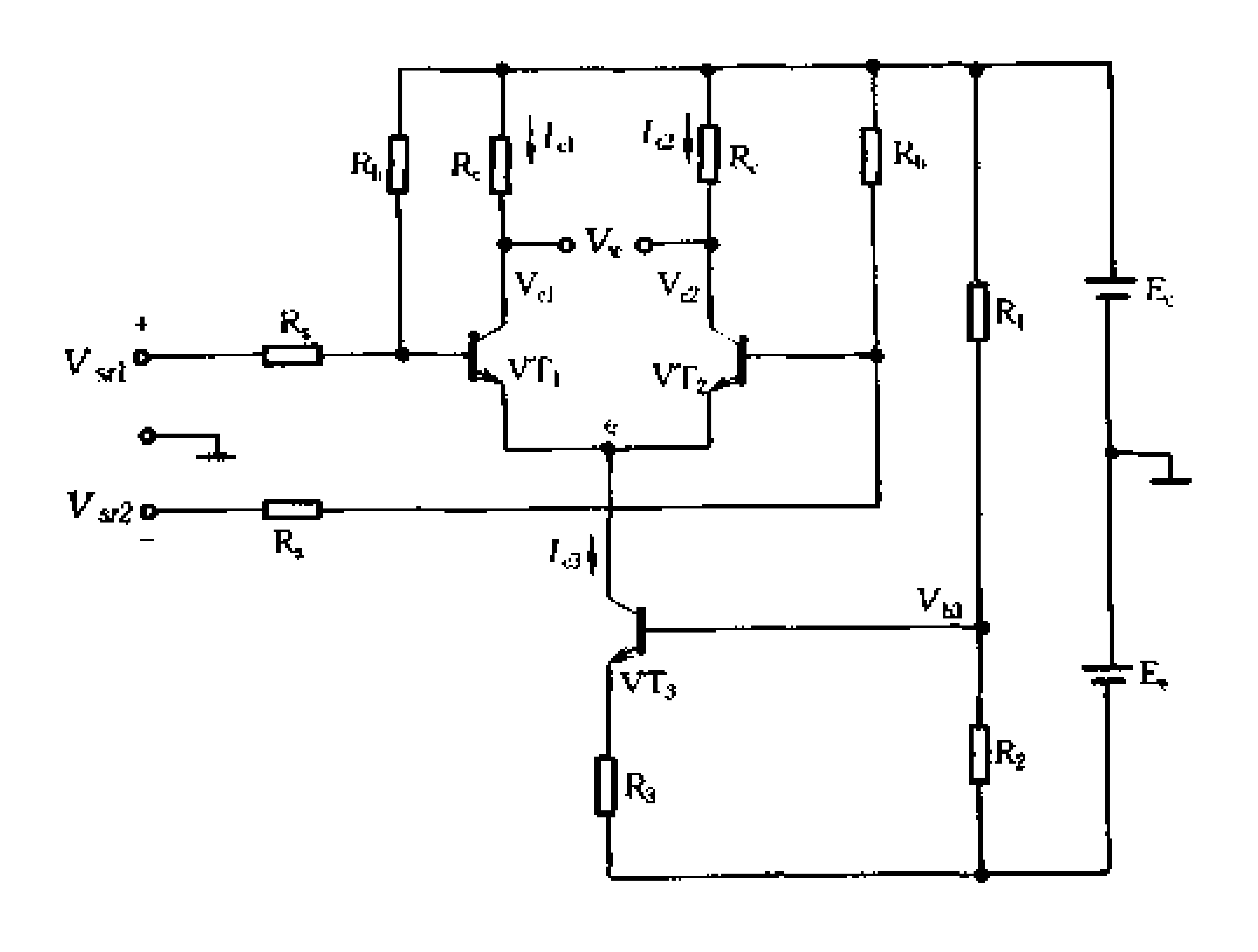


图 7-15 具有恒流源的差动放大电路

4. 单端差动放大电路

上面介绍的差动放大电路，都是双端输入、双端输出的对称电路。在实际应用中，差动放大电路往往需要输入信号有一边是接地的，或者输出信号有一边是接地的，或者输入、输出端都有一边需要接地。所有这些输入、输出方式的电路，统称为单端差动放大电路。综上所述，差动放大电路共有四种连接方式，即：双端输入双端输出；双端输入单端输出；单端输入双端输出；单端输入单端输出。下面以单端输入、单端输出的差动放大电路为例，分析这类电路的特点。

图 7－16 所示是单端输入单端输出的差动放大电路原理

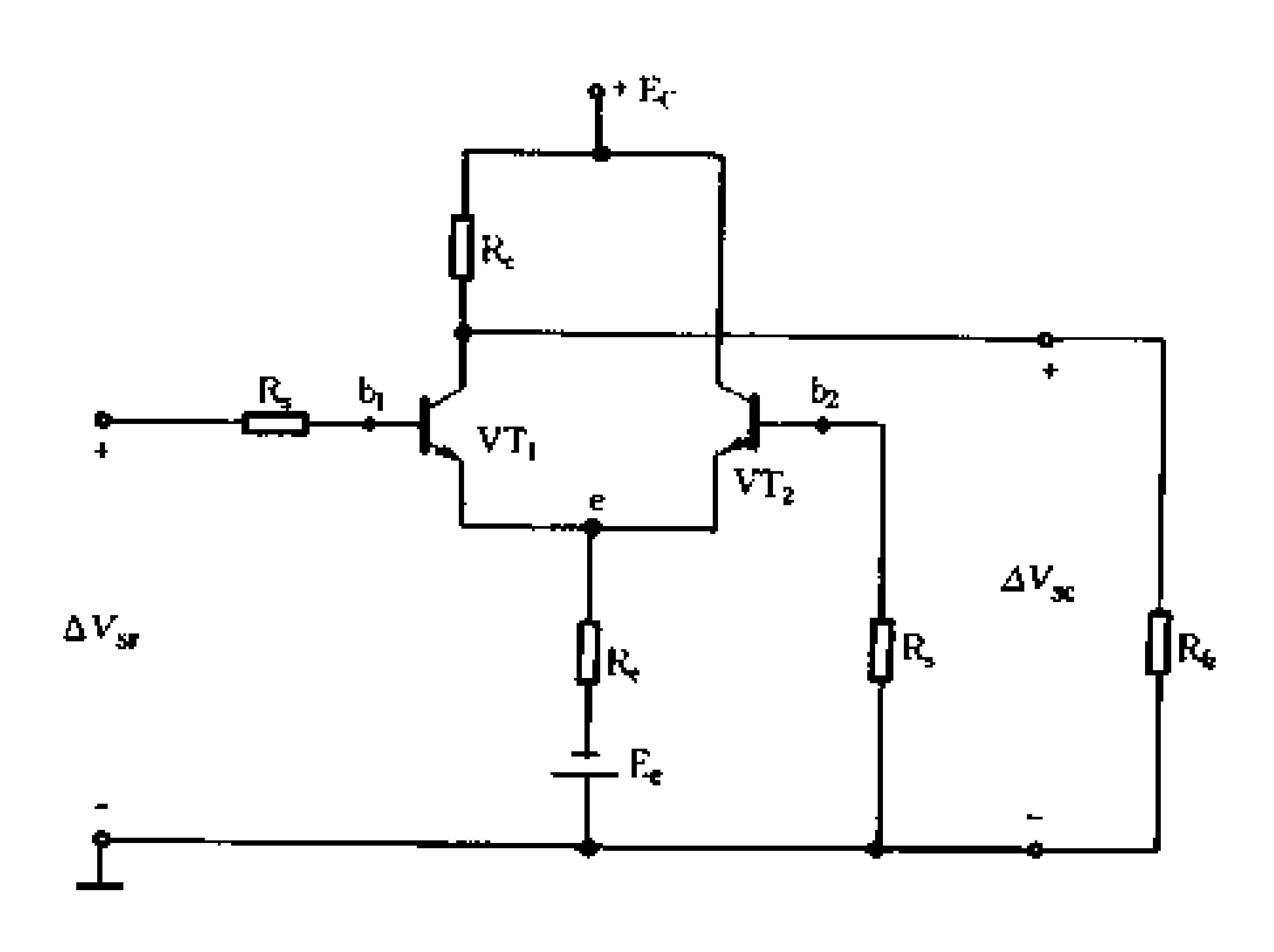


图 7－16　单端差动放大电路

图。在这个电路中，对称性不复存在，输出端的零点漂移全靠两管发射极共用电阻 R_e(或晶体管恒流源)对共模信号的强烈负反馈来抑制，但比起单管放大电路，零点漂移可以减小一两个数量级(即减小几十倍到几百倍)。下面我们重点分析差模信号的

放大过程。

当输入端加上一个正的输入信号 ΔV_{sr} 时，引起 VT_1 集电极电流增大，其变化量为 ΔI_{c1}，经过 R_e 的耦合，VT_2 的集电极电流减小，其变化量为 ΔI_{c2}，与 ΔI_{c1} 大小相等，极性相反。也就是说 V_{be1} 和 V_{be2} 的变化量近似相等而符号相反，因为

$$\Delta V_{be1} = \Delta V_{b1} - \Delta V_e \qquad \Delta V_{be2} = -\Delta V_e$$

而 $$|\Delta V_{be1}| = |\Delta V_{be2}|$$

则 $$\Delta V_{b1} - \Delta V_e = \Delta V_e$$

即 $$\Delta V_e = \frac{1}{2}\Delta V_{b1}$$

也就是 $$\Delta V_{be1} = \Delta V_{b1} - \Delta V_e = \Delta V_{b1} - \frac{1}{2}\Delta V_{b1} = \frac{1}{2}\Delta V_{b1}$$

$$\Delta V_{be2} = -\frac{1}{2}\Delta V_{b1}$$

可见，经过 R_e 的"射极耦合"作用，使输入到 VT_1 的基极信号 ΔV_{b1} 的一半加到 VT_1 管，另一半加到 VT_2 管，大小近似相等，但极性相反。这就相当于 R_e 起到了把单端输入转换成双端输入的作用。由于输出电压仅从半边电路输出，因此电压放大倍数将为双端输出电路的一半，即

$$K_v = -\frac{1}{2}\frac{\beta R'_{fz}}{R_b + r_{be}}$$

其中，$R'_{fz} = R_c // R_L$，负号表示输出与输入反相。

5. 场效应管差动放大电路

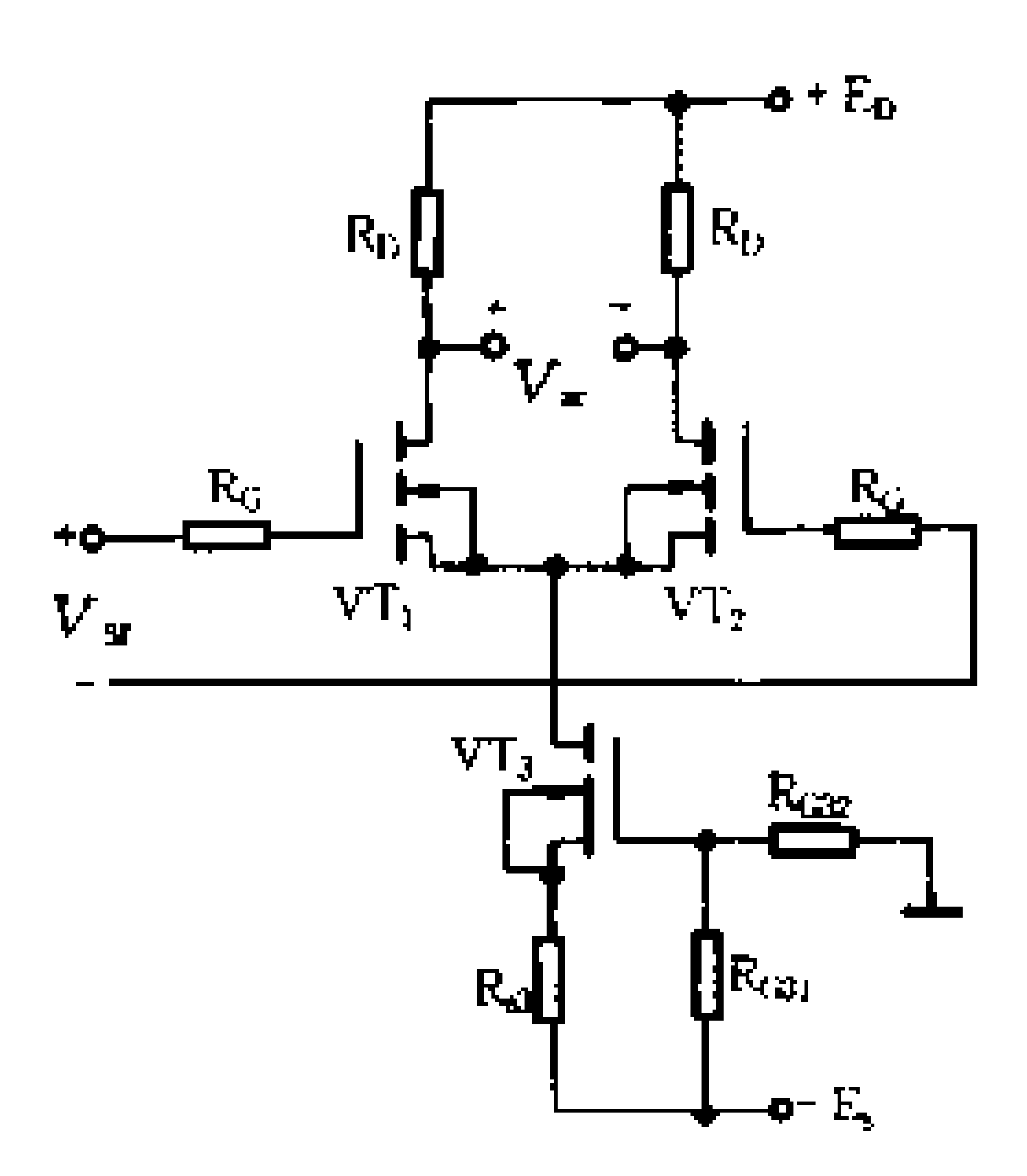


图 7-17 场效应管差动放大电路

用 MOS 场效应管也可以组

成差动放大电路，其工作原理和电路性能与上述晶体管差动放大电路大体相同，读者可自行分析。图 7－17 给出了双端输入双端输出的场效应管差动放大电路的电原理图。

二、集成电路中的晶体管电流源

图 7－15 所示的晶体管恒流源，使用了三个电阻，但在集成电路工艺中应尽量减少电阻数量，同时恒流管 VT_3 的 V_{be}还要受温度变化的影响，抑制零点漂移还不够理想。为此，线性集成电路中采用的几种恒流源有着与分立元件电路不同的特点，分别介绍如下：

1．镜像电流源

为了更加容易地理解集成运放中的电流源电路［图 7－18(b)］，我们将分立元件晶体管恒流源重新绘出［图 7－18(a)］。图 7－18(a)中的电阻 R_1 改用与 VT_3 完全对称的管子 VT_0 的 b、e 结代替，并减去了电阻 R_3。这样的电路结构，不仅更好地抑制了 VT_3 的温度漂移，也同样起到了恒流作用。

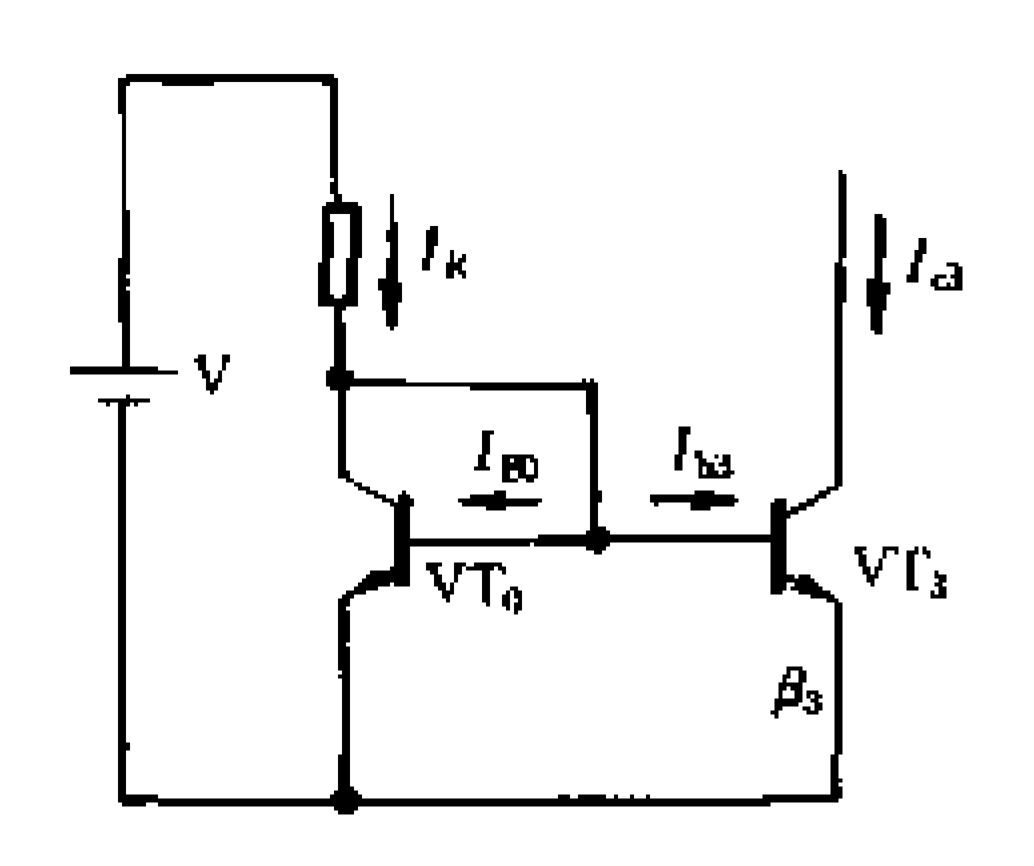


图 7－18　集成运放中的镜像电流源

由图可见，当温度升高使 V_{be3}变小，引起 I_{c3}变大时，VT_0 的 V_{be}也同时变小，这就削弱了 I_{b1}的增加，从而抑制了 I_{c3}的增大。由于两个晶体管 VT_3 和 VT_0 的 b、e 连在一起，它们的 V_{be}相同，I_e、I_c 也相同。可以推出 VT_3 的集电极电流为

$$I_{c3} = I_R - (I_{B0} + I_{b3}) \approx I_R - 2I_{b3} = I_R - 2\frac{I_{c3}}{\beta_3}$$

由此可得

$$I_{c3} = \frac{\beta_3}{\beta_3 + 2} I_R$$

设计电路时，令 $\beta_3 \gg 1$，则 $I_{c3} \approx I_R$。而 $I_R = \frac{V - V_{be}}{R_o}$，$I_R$ 称为参考电流，它的值是确定的，所以 I_{c3} 也就恒定不变了。

在集成电路中，同一芯片上很容易制作出参数完全对称的晶体管，它们的 V_{be} 相同，I_c 就相同，这就如同 VT_0 是 VT_3 的镜像，故有镜象电流源之称。图 7－18 所示的电路十分简单，缺点是 I_{c3} 仍受电源电压、R_o 和 V_{be} 的影响。如要求 I_{c3} 为微安级的小电流，R_o 必须取得很大。为此，又设计了微电流源电路。

2．微电流源

为了获得微小的恒定电流而又保持 R_o 的阻值不致太大，应使 $I_{c3} < I_R$。为此，可在 VT_3 的发射极串入电阻 R_e，如图 7－19 所示。由图可见，$V_{be3} < V_{be0}$，因此，$I_{c3} < I_R$，实现了恒定的微电流输出。附带指出，接入 R_e 后使恒流管 VT_3 引入了电流串联负反馈，稳定了 VT_3 的电流，提高了输出电阻，使电路更接近于恒流源。

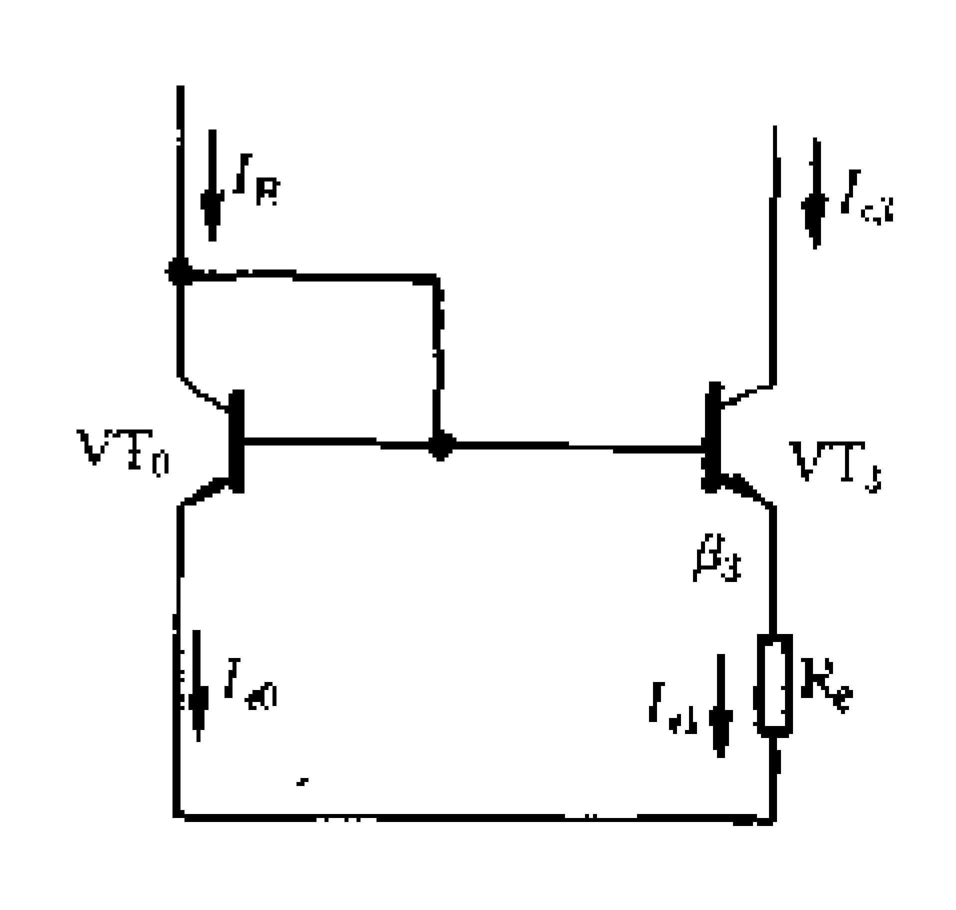


图 7－19　微电流源

3．多路电流源

上述两种电流源都是用一个参考电流去获得另一个恒定电流。在集成运算放大电路中，往往需要设置多个电流源，并用一个参考电流 I_R 获得多路恒定电流，而且各路电流的值可以各不相同。图 7－20 所示是多路电流源电路。其中，VT_0 是参考电流源，VT_1 ~ VT_3 是三路恒定电流值不同的电流源。根据图 7－20 不难写出

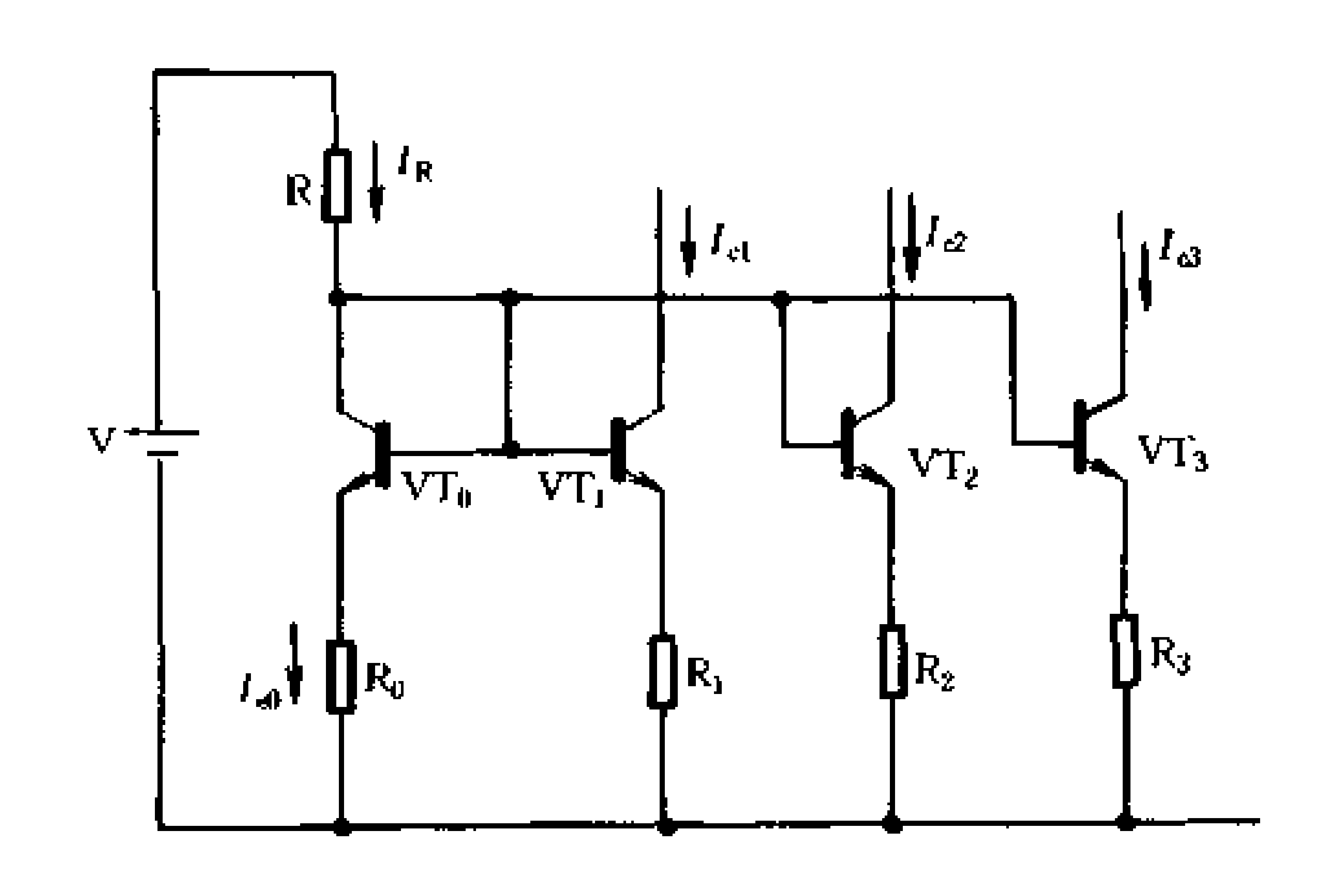


图 7-20 多路电流源电路

$$V_{be0}+I_{e0}R_0=V_{be1}+I_{e1}R_1=V_{be2}+I_{e2}R_2=V_{be3}+I_{e3}R_3$$

由于各管的前向压降 V_{be}值基本相同，所以上式可简化为

$$I_{e0}R_0\approx I_{e1}R_1\approx I_{e2}R_2\approx I_{e3}R_3$$

I_{e0}确定后，可以通过选择合适的电阻 R_1、R_2 和 R_3，获得不同数值的恒定电流 I_{e1}、I_{e2}和 I_{e3}。

4. 作为有源负载的电流源

大家知道，在单管放大电路中(图 7-21a)，晶体管集电极的负载电阻 R_c 越大，电压放大倍数越高。但是，在集成电路中难以制作大阻值的电阻，又要求各级放大电路具有很高的电压放大倍数，为此，可以采用动态电阻极大、直流压降很小的电流源代替电阻 R_c，如图 7-21(b)所示。图 7-21(c)所示是放大电路中的镜像电流源负载。

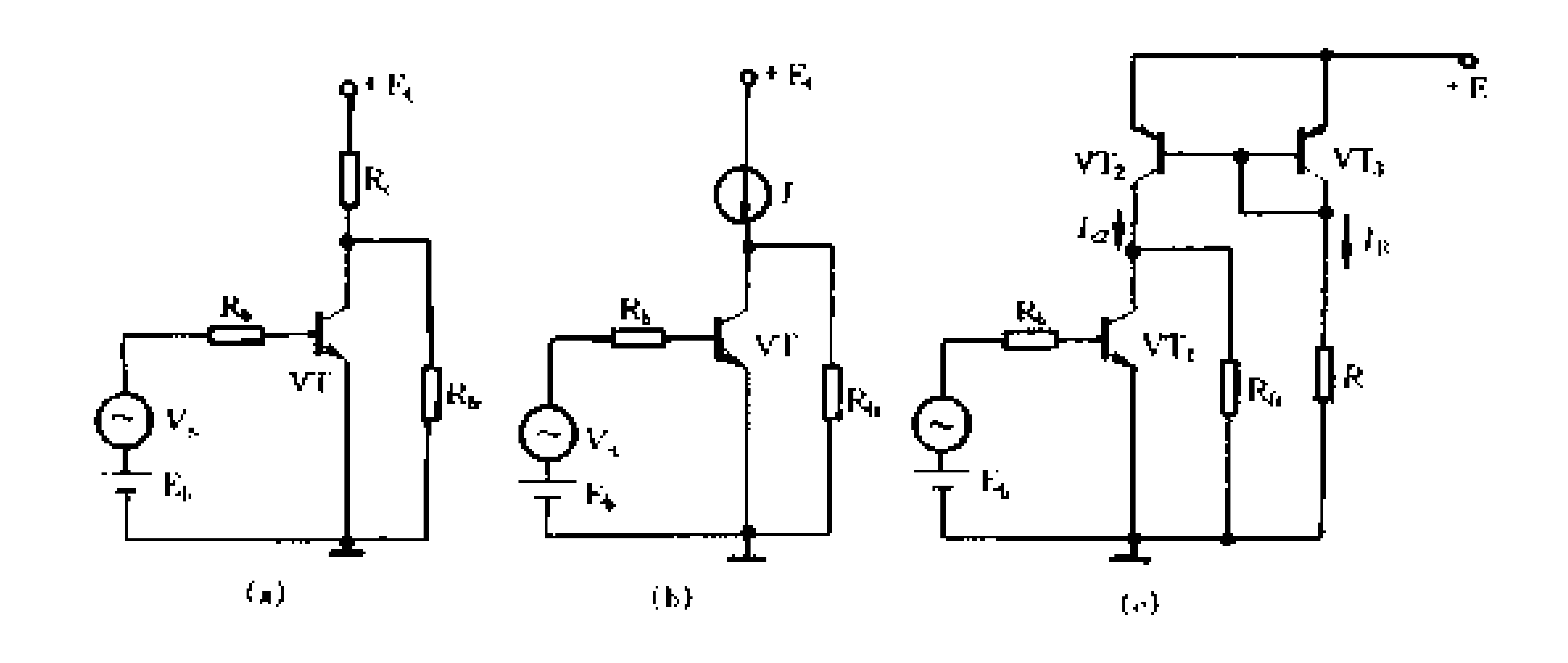


图 7-21 用电流源作放大电路的负载

三、集成运放中的输出级电路

集成运算放大电路是一种高输入电阻、低输出电阻、直接耦合多级放大电路。低输出电阻就意味着具有较强的带负载能力，是运放的一项重要性能指标。为了获得低输出电阻，输出级的晶体管大多接成共集电极组态，并采用互补电路。

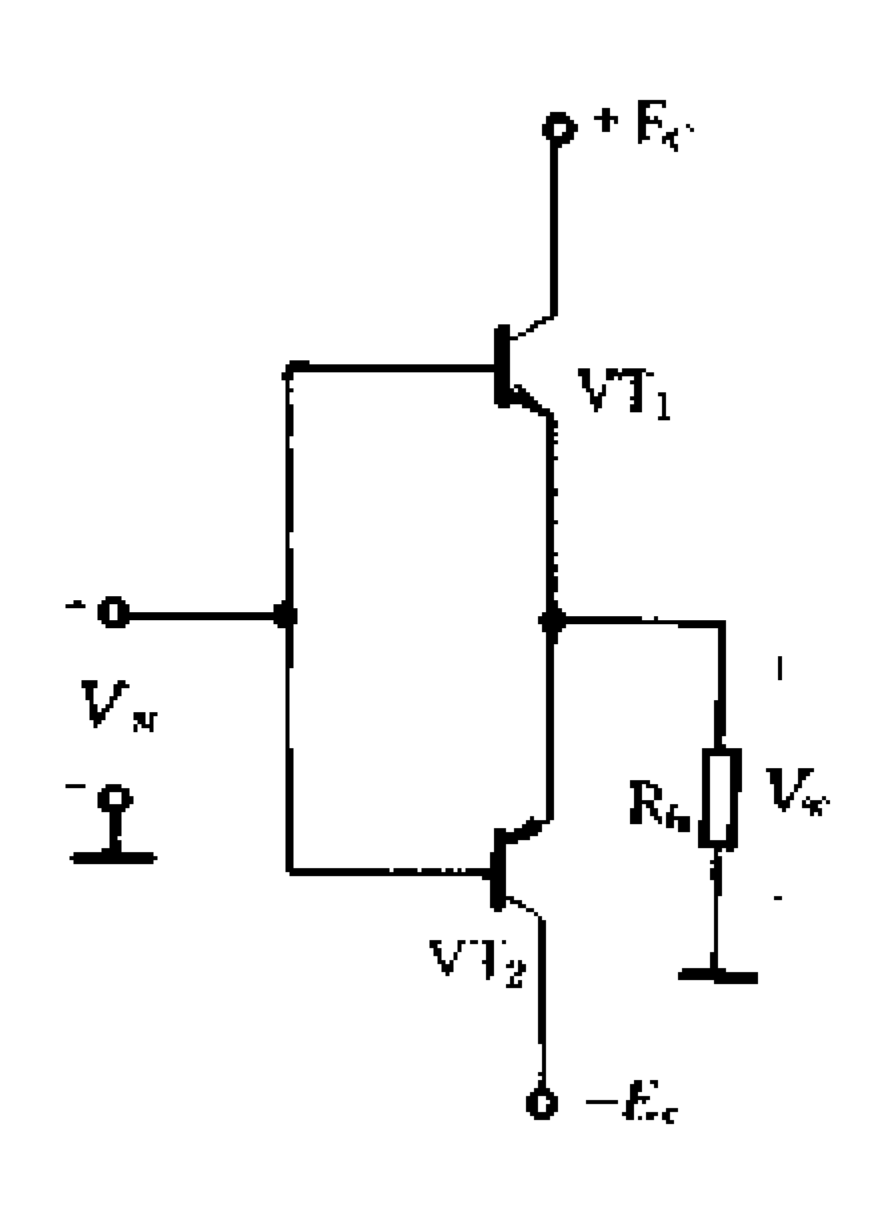


图 7-22 互补电路

图 7-22 所示是互补电路的电原理图。在本书第三章"功率放大电路"一节中，重点介绍过互补电路。在电路的输入端有正向信号电压输入时，晶体管 VT_1 导通，VT_2 截止；输入电压为负时，则 VT_2 导通、VT_1 截止。如果输入信号为正弦波形，则 VT_1 只放大信号的正半周，VT_2 只放大信号的负半周，在负载 R_{fz} 上合成完整的正弦波形。显然，两管都是从发射极输出，为共集电极组态，所以输出电阻很小，输出幅度为

$|V-V_{ces}|$。为了克服交越失真，可以接入二极管 VD_1、VD_2，但要使 V_{beQ} 设置合适，通过 VD_1、VD_2 的电流必须仔细调节，给集成电路的制造带来不便。为此，常采用图 7－23 所示的"V_{be} 倍增电路"。当流过 R_1 的电流 $I \gg I_b$ 时，$V \approx V_{be}\dfrac{R_1+R_2}{R_2}$。只要选取合适的 R_1、R_2 的阻值，就可以得到 V_{be} 的任意倍数的直流偏置电压 V，以适应不同的电路要求。这种电路也获得了一个 PN 结的任意倍数的温度系数，有利于进行温度补偿。

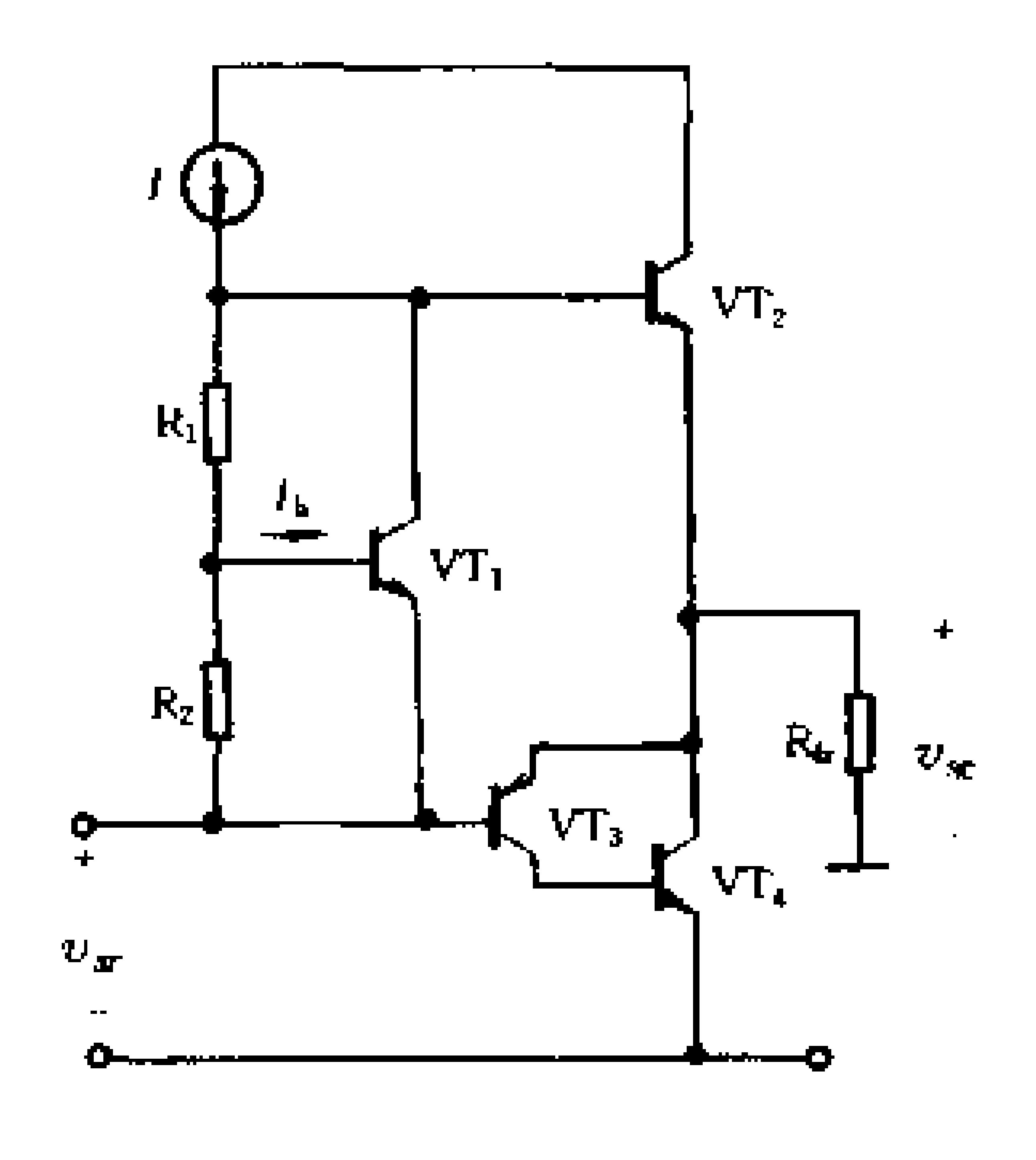


图 7－23　准互补对称电路

图 7－23 所示电路中，采用了复合管 VT_3、VT_4，它们等效为一只 NPN 管，用以与 VT_2 的特性更加对称，这种电路又称为准互补电路。

第四节　集成运放产品电路分析示例

自从 1964 年集成运算放大电路正式问世，三十多年来，产品性能不断改进，经历了第一代、第二代、第三代，目前已经生产出第四代产品。为了使读者了解集成运放产品内部的电路结构，进一步提高读图和分析电路的能力，本节将介绍几种较为通用的、电路比较简单的产品电路。作为无线电爱好者，主要应了解集成运放的特性与功能，熟练掌握集成运放各项参数的含义，

正确选择和使用集成运放器件。

一、集成运放 F001 电路分析

F001 是通用低增益集成运算放大器，是仿照第一代产品 μA702 生产的，国产同类产品有 8FC1、BG301、5G922、CF702，等等。其内部电路如图 7－24 所示，它由九个晶体管组成三级直接耦合放大电路。

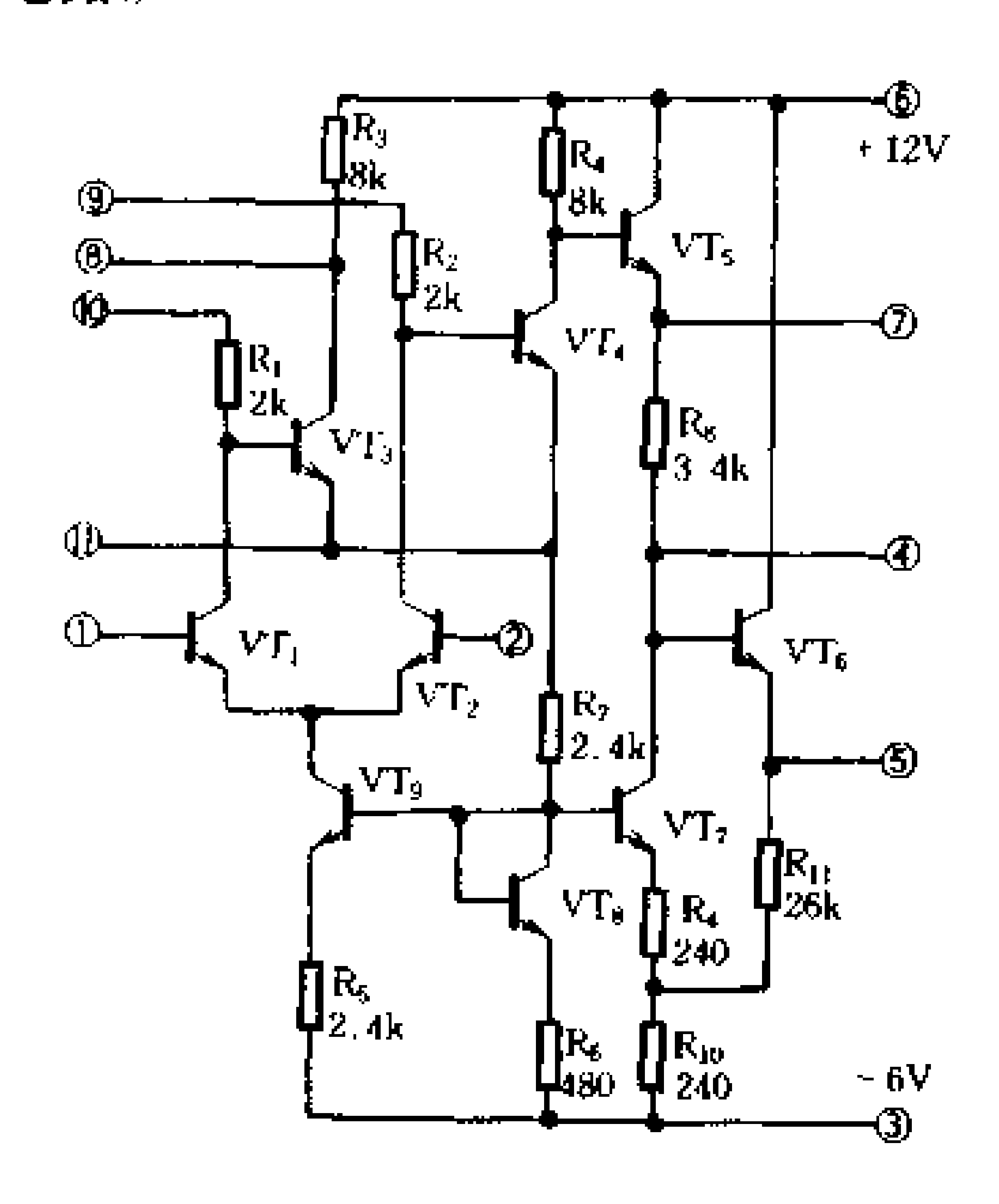


图 7－24　F001 的内部电路

输入级由 VT_1、VT_2 组成差动放大电路，并采用了由 VT_9 组成的晶体管恒流源代替公共发射极电阻，VT_8 是晶体管结构的二极管，用以进行温度补偿，补偿原理如下：温度升高时，由于 V_{be9} 的减小将使发射极电位 V_{e9} 发生较大的变化。因为 R_{11} 较

小，V_{t9}只有0.9V左右，因此V_{be9}的变化相对来说比较大。接入VT_8以后，由于VT_8的管压降随温度升高而下降，就迫使V_{b9}下降，若V_{b9}和V_{be9}的下降趋势接近，就可以维持V_{e9}基本不变，从而保证了VT_9的恒流特性。

VT_2的集电极把第一级的输出送到VT_4的基极，这是个单端输出电路。这里，在VT_1的集电极加了一个晶体管VT_3。VT_3的作用是：如果有一个差动信号$V_1(+)$、$V_2(-)$，则输出电压V_{c1}增加，V_{c2}减小。由于V_{c1}的增加，流过VT_3的电流I_{c3}也增加，这个电流流过公共电阻R_3，使R_3上的压降增加，从而促使V_{c2}进一步减小，增大了VT_2的输出。这样，由于引入VT_3，把VT_1管的放大作用也利用起来，因而提高了差动放大电路单端输出的放大倍数。

中间极是由VT_4组成的共发射极放大电路。

输出极是由VT_5、VT_6、VT_7组成的高输入电阻的射极输出器。通过VT_5发射极电阻R_5上的电压与VT_5的基极电位相抵消，实现电位的移动，以满足输入为零时输出也为零时的要求。

引入电阻R_5，虽然解决了输入、输出同时为零的要求，但却减小了放大倍数和输出电压范围。为了增加输出极的放大倍数，把电阻R_6的一端引至R_7、R_8之间。采用这种接法时，当$V_{c4}(V_{b5})$增加时，VT_6的输出电压和电流I_{e6}随之增加，I_{e6}流过公共电阻R_8，增大了R_8上的电压降。因电路中VT_7的基极电压被R_9、R_{10}支路钳制在某一固定电压上基本不变，则电阻R_8上电压的升高，却使电流I_{c7}减小了。I_{c7}流过电阻R_5，R_5上的电压降也减小，使VT_6基极电压进一步提高，从而使输出电压进一步增加。

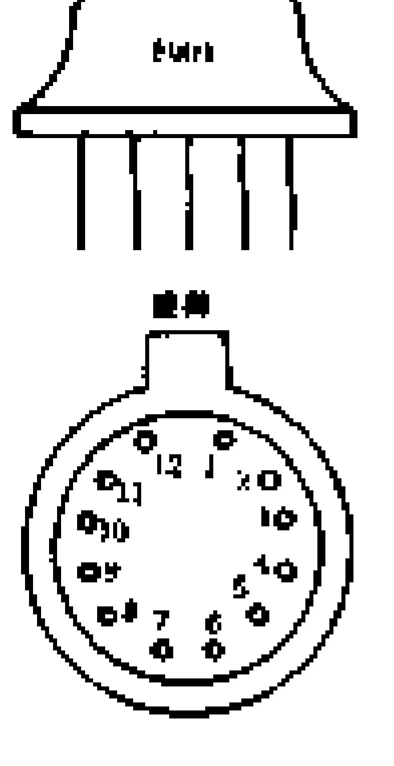


图7-25 F001外形图

图 7-25 所示是 F001 的外形图。

二、集成运放 F004 电路分析

F004 是通用型中增益集成运算放大器。图7-26所示是它的内部电路。

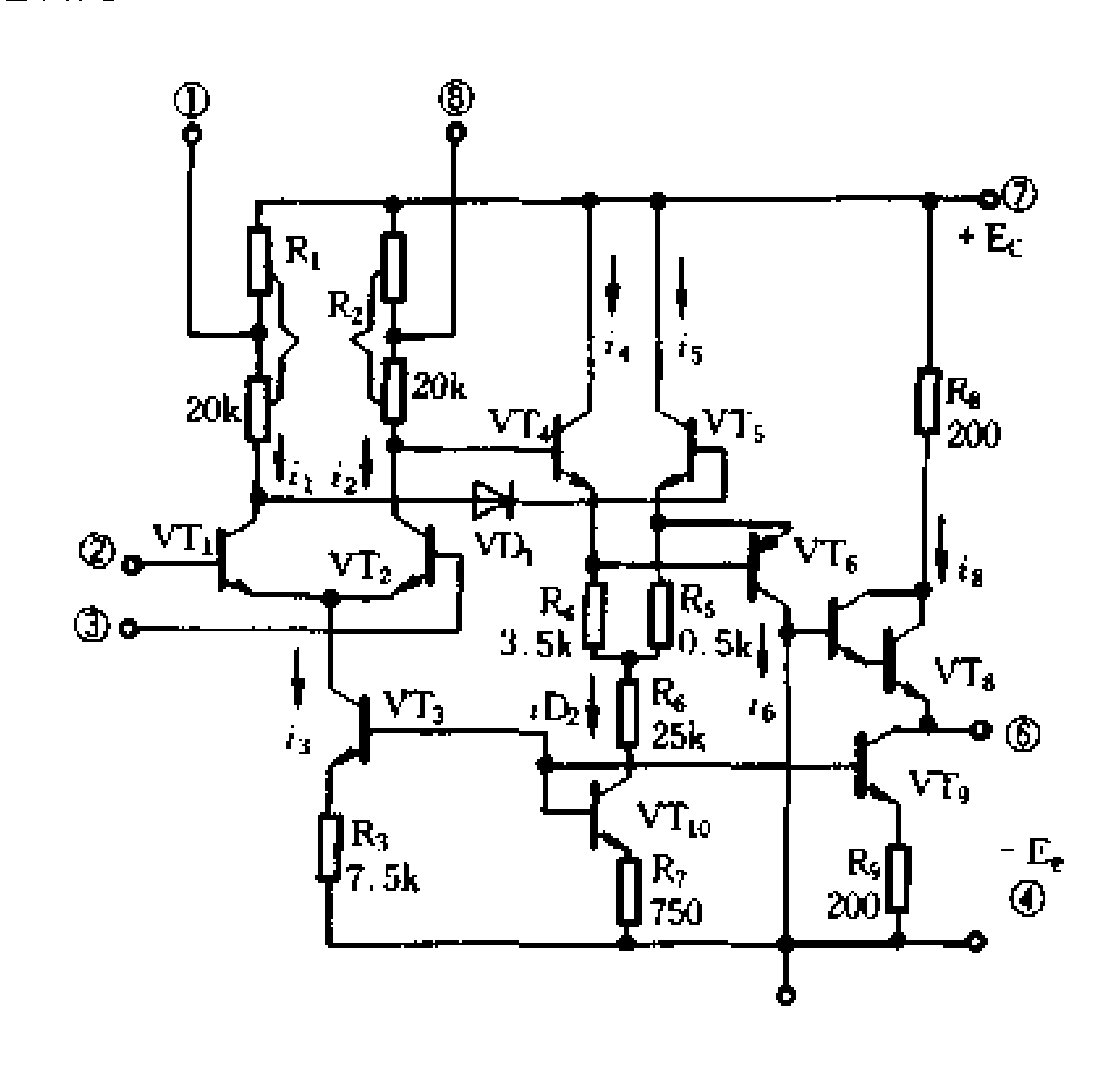


图 7-26 F004 的内部电路

由图可见，F004 由差动输入放大电路、中间电压放大电路、电平移动电路、输出级以及恒流源偏置等几部分组成。差动输入放大级是由 VT_1、VT_2 组成的基本差动放大器，VT_3 和 VT_{10}、R_3、R_7 组成温度补偿比例恒流源，为 VT_1、VT_2 提供偏置。电压放大级和电平移动级由 VT_4、VT_5、VT_6（PNP）、VD_1 等组成。VT_4、VT_5 是具有缓冲作用的射极跟随器(隔离级)，VD_1 为 VT_6 提供偏置，保证 VT_6 正常工作。VT_6 是放大级，也是双端单端变换电

路，并可实现电平移动。输出级由 VT_7、VT_8 和 VT_9 构成甲类偏置的射极跟随器输出级，而 VT_9 则是输出极的恒流源负载。

三、集成运放 F007 电路分析

F007 是仿国外集成运放第二代产品 μA741 型高增益集成运算放大电路制作的。它具有放大倍数高、放大级数少、允许共模输入电压高等优点，是目前国内比较通用的使用较多的集成运放器件。国产不同厂家的同类产品型号有：BG308（北京）、5G24（上海）、F741，等等。

F007 的电原理图如图 7－27(a)所示，它共用了 24 只三极管、10 只电阻和一个电容，由三级放大环节（输入级、中间级和输出级）与偏置电路等组成，其方框图如图 7－27(b)所示。

1．输入级

F007 的输入级电路如图 7－28(a)所示，它由 VT_1 ~ VT_8 及电阻 R_1、R_2、R_3 等组成。图 7－28(b)中 VT_9 ~ VT_{12}是输入级的静态偏置电路。

值得注意的是，VT_1 ~ VT_4 是一个特殊的共集—共基级联差动放大电路。输入信号由 VT_1、VT_2 的基极输入、发射极输出，属共集电极组态；VT_3、VT_4 则由发射极输入、集电极输出，属共基极组态。这种级联放大电路的特点是：(1)频率特性比共发射极组态好，上限频率比单级共射电路高得多，使通频带得到展宽，改善了整个集成运放的频率特性；(2)共集电极组态提高了整个电路的输入电阻；(3)VT_3、VT_9 为横向 PNP 管，其发射结击穿电压较高，保证了输入信号电压幅值较大时不致击穿损坏，允许的共模信号范围也较大。

VT_5、VT_6 是输入级的有源负载，它们组成带有缓冲管的镜像电流源，VT_7 为缓冲管（VT_7 的 b、e 结代替了电流源 VT_5 管 c、b

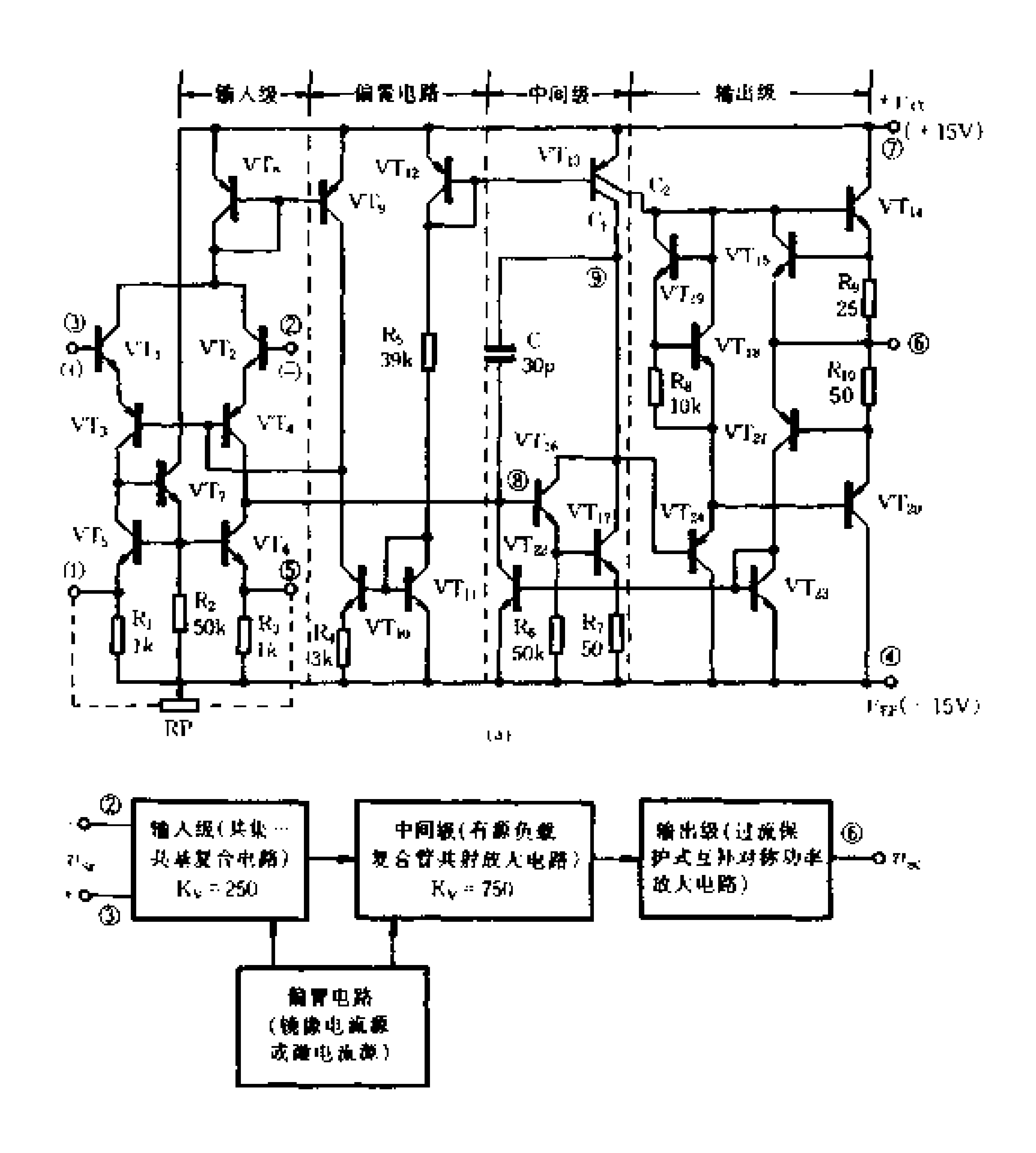


图 7-27 集成运放 F007 内部电路

间的连线),通过它使这一单端输出差动放大电路的电压放大倍数提高到与双端输出一样。这是因为引入了 VT_7 管后,使原来对单端输出不起作用的放大管 VT_3 的集电极输出电压 V_{sc} 经 VT_7 取出,转移到输出管 VT_4,最终使输出电压 V_{sc} 增大,从而输入级的电压放大倍数达到 250 倍。

VT_8、VT_9 组成的镜像电流源向 VT_1、VT_2 提供偏置电流 I_{C3},

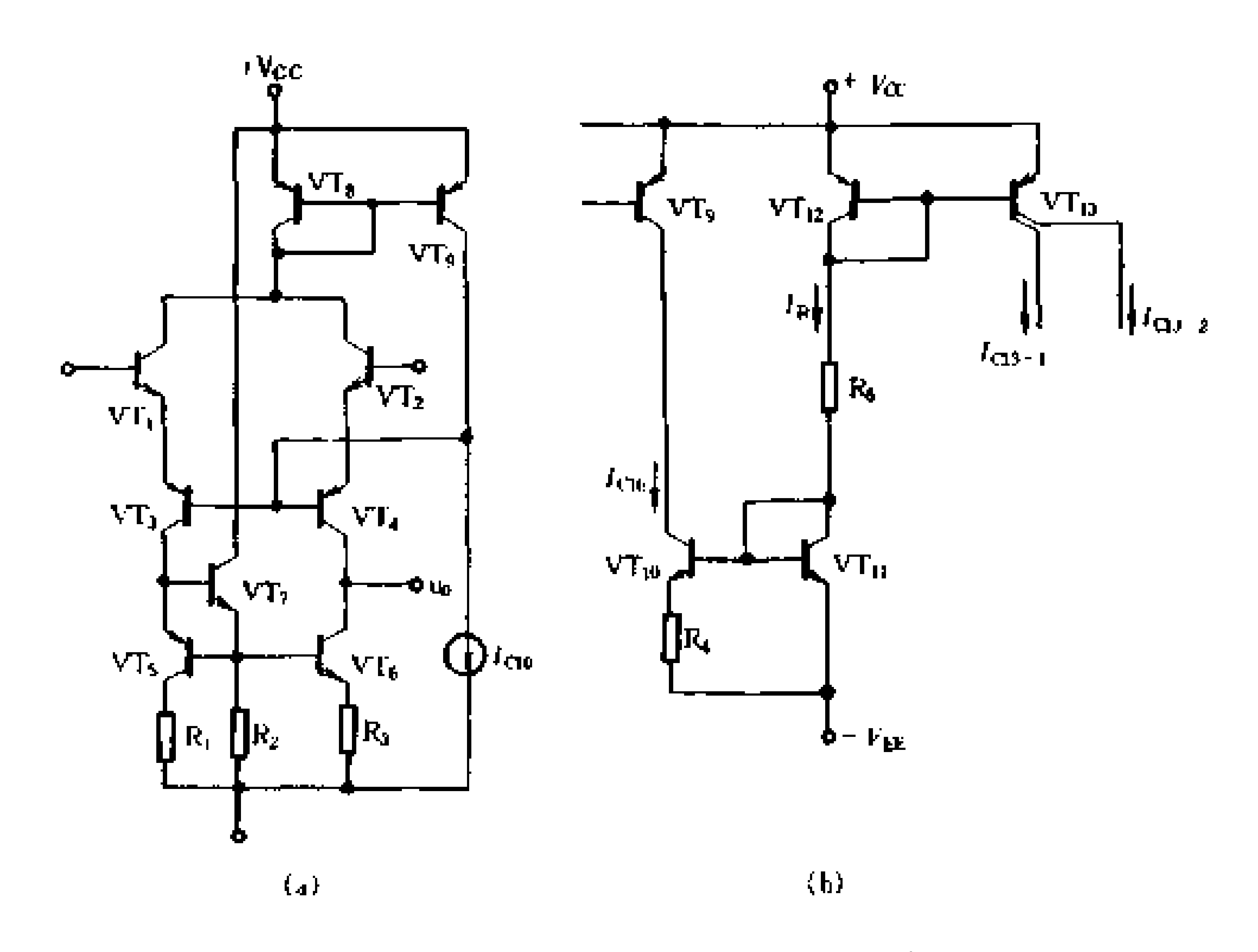


图 7－28 F007 输入级及其偏置电路

另一路 I_{c9}与由 VT_{10}、VT_{11}组成的微电流源 I_{c10}配合，为 VT_3、VT_4提供偏置电流 $I_{b3,4}$。这样做的目的是为了更好地抑制温度漂移，其过程是：当温度升高使 I_{c1}、I_{c2}变大时，I_{c8}、I_{c9}也随之增大。由于 I_{c10}基本恒定，则引起 $I_{b3,4}$(即 I_{b3}、I_{b4})减小，这就把 I_{e1}、I_{e2}及 I_{c1}、I_{c2}的增加量降下来，保持基本恒定。

输入级电路可以外接调零电位器(图 7－27)RP。这是由于差放电路不可能绝对对称，所以输入为零时输出不一定为零，调整 RP 可以使输出为零。

2. 中间级

F007 的中间级为电压放大级，它由复合管 VT_{16}、VT_{17}及电阻 R_6、R_7 组成共发射极放大电路，VT_{12}与 VT_{13}构成的镜像电流源是它的集电极有源负载。采用复合管是为了提高这一级的输入电

阻和电压放大倍数，减轻输入级的负担。这一级的电压放大倍数约为750倍。

为消除高放大倍数下可能产生的自激，引出了两个外端电的端子⑧和⑨，可接30PF的电容器。

3．输出级

F007的输出级采用由VT_{14}、VT_{20}组成的互补电路，为消除交越失真，制作了由二极管VT_{19}、VT_{18}构成的正向偏置电路。

值得注意的是，中间级VT_{17}的集电极输出端并不直接接在输出级互补电路，而是插入了一级由VT_{24}组成的射极输出器，VT_{13}是它的射极有源负载。由于VT_{24}具有很高的输入电阻，提高了中间级的等效负载，使它具有很高的电压放大倍数。同时，射极输出器具有电流放大和功率放大能力，可以输出一定的信号电流和信号功率用以激励输出级的工作。VT_{24}的发射极电流流过二极管VT_{19}、VT_{18}，利用二极管的正向压降为输出管建立偏置，以工作在甲乙类放大状态。

输出级还设置了由VT_{15}、VT_{21}组成的限流保护电路。假定出现输出级正向过载，即VT_{14}的射极负载电流过大时，过载电流在R_9上产生的电压降增大，足以使VT_{15}导通，形成VT_{14}基极电流的分流电路，使I_{b14}减小，从而把过大的I_{e14}(I_{c14})拉下来。当输出级出现负向过载时，通过电阻R_{10}使保护管VT_{21}导通，VT_{23}也由截止变为导通。VT_{23}与VT_{22}是一组镜像电流源，所以VT_{22}也由截止变为导通，其集电极电位V_{c22}下降，$V_{c22}=V_{b16}$，由于VT_{16}、VT_{17}为共发射极组态，所以中间级放大管VT_{16}与VT_{17}的集电极电位同时升高，经由VT_{24}的同相跟随，PNP管VT_{20}的基极电位升高到趋于截止，达到了负向过载保护的目的。显而易见，F007的输出过载保护功能是比较完善的。

第五节 集成运算放大电路的主要参数及测试

为了正确地应用集成运算放大电路，充分地利用集成运放的特点来获得良好的电路特性，读者必须对集成运放的特性和参数有一个正确的理解，否则即使是好的集成运放，应用起来也不可能得到好的效果，制作不出满意的电路。本节将介绍集成运放的主要参数和简易测试方法。

一、输入失调参数

输入失调参数可用输入失调电压 V_{os} 和输入失调电流 I_{os} 表示。

1. 输入失调电压 V_{os}

理想的运算放大器，当输入电压为零时，输出电压也应为零。但由于制造中产生的误差，往往不能做到这一点，通常在无信号输入时，存在着一定的输出电压。为了反映这一误差，一般用输入失调电压 V_{os} 这一参数来表示。V_{os} 是指输入信号为零时，把输出端出现的直流电压换算到输入端的数值。或者说，为了使输出电压为零，所需加在输入端的反向直流电压。V_{os} 的大小反映了运放中电路制造的对称程度。失调电压越大，说明电路对称性越差。V_{os} 一般在 1mV～5mV。

输入失调电压的测试电路如图 7－29 所示。显然，这是一个比例运算电路。其输入端接地，由于有失调电压存在，相当于在输入端接有输入电压 V_{os}，根据比例运算原理，其输出电压与输入电压的关系为

$$V_{os} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot |V_{sc}| \approx \frac{R_1}{R_2} |V_{sc}|$$

式中，V_{sc}的数值由电路中毫伏表指示。为使输入端参数对称，要求 $R_1 = R_3, R_2 = R_4$。

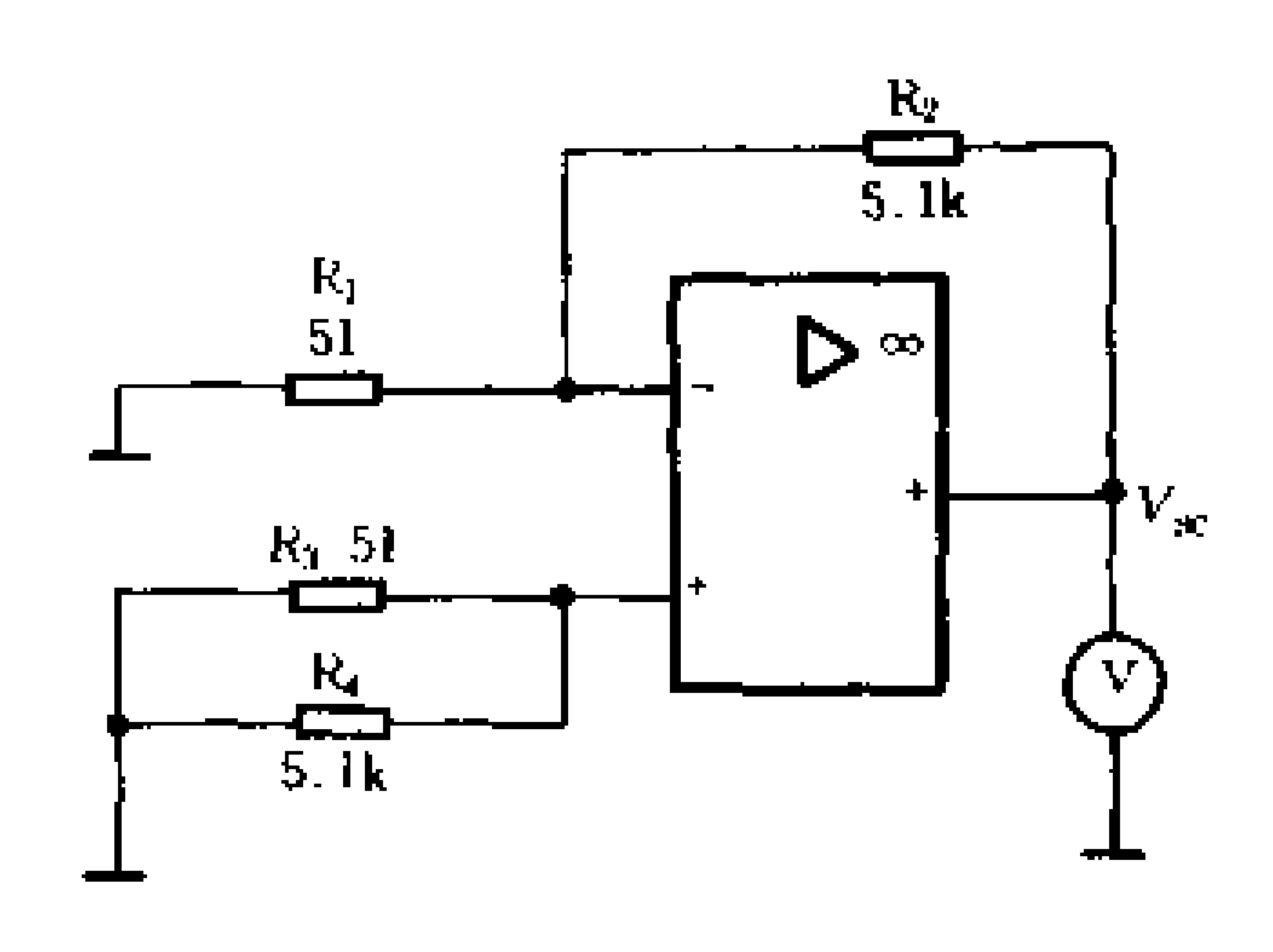


图 7－29　V_{os}的测试

2. 输入失调电流 I_{os}

输入失调电流 I_{os}是指输入信号为零时，两个输入端静态基极电流之差。失调电流也是由于集成运放中差动放大电路的半导体元件特性参数不一致等原因引起的。I_{os}越小越好，一般在(1～100)nA 范围。

图 7－30 是输入失调电流 I_{os}的测试电路。先将开关 S 闭合，记下输出端电压表的读数 V_1；再将开关 S 断开，记下输出端电压表读数 V_2，则可由下式算出 I_{os}，

即

$$I_{os} \approx \frac{V_2 - V_1}{R(1+\frac{R_2}{R_1})}$$

二、输入偏置电流 I_B

输入偏置电流 I_B 是指输入信号为零时，两个输入端静态基极电流的平均值。I_B 的大小反映着输入级差动放大器对管 β

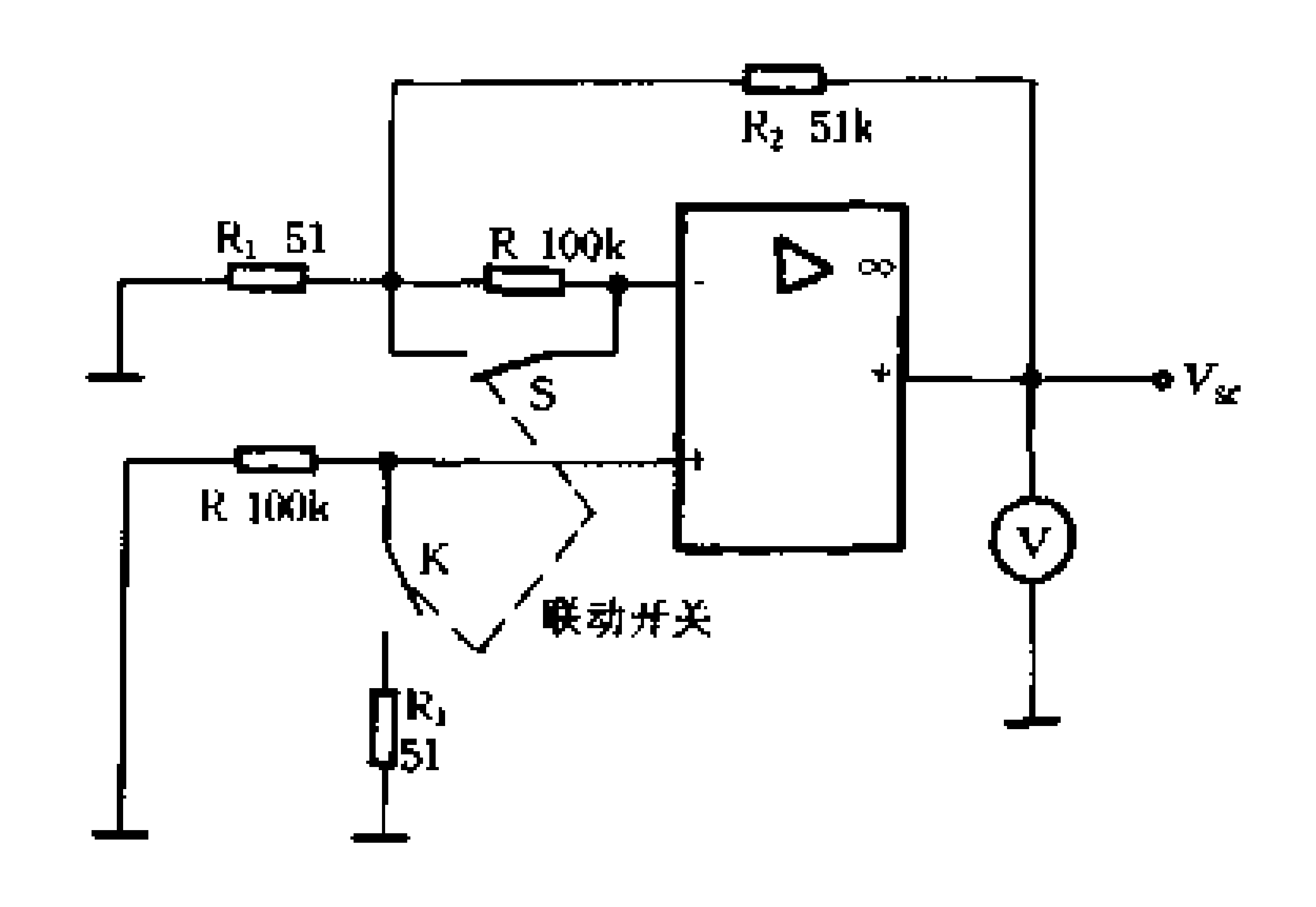


图 7-30 I_{os}的测试

的大小，若 β 较大，则所需基极电流可以很小。这样，在输入信号源内阻变化时，不致引起输出电压的明显变化。图 7-31 是测试 I_B 的电路，图中将放大器开环，测出的电流被 2 除，就是输入偏置电流，

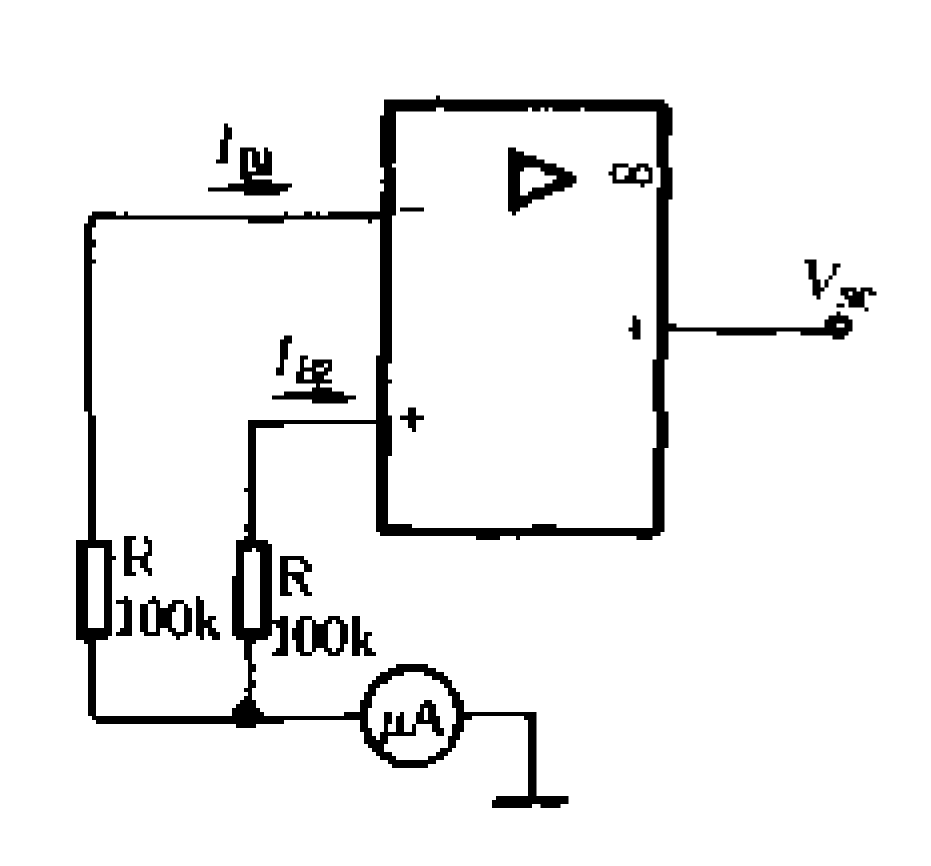


图 7-31 I_B 的测试

即
$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

三、输入电阻 R_{sr}

输入电阻的定义是，在室温下测定的运算放大器两个输入端之间的电阻。一般在低频小信号情况下测量，放大器的状态处于开环。

图 7-32 是 R_{sr}的测量电路。这个电路的特点是电阻 R_2 与 R_1 构成直流闭环、交流开环（R_1 被 C 旁路），所以直流电平输出比较稳定。测量分两步进行：首先，将 S_1、S_2 闭合，这时输出电

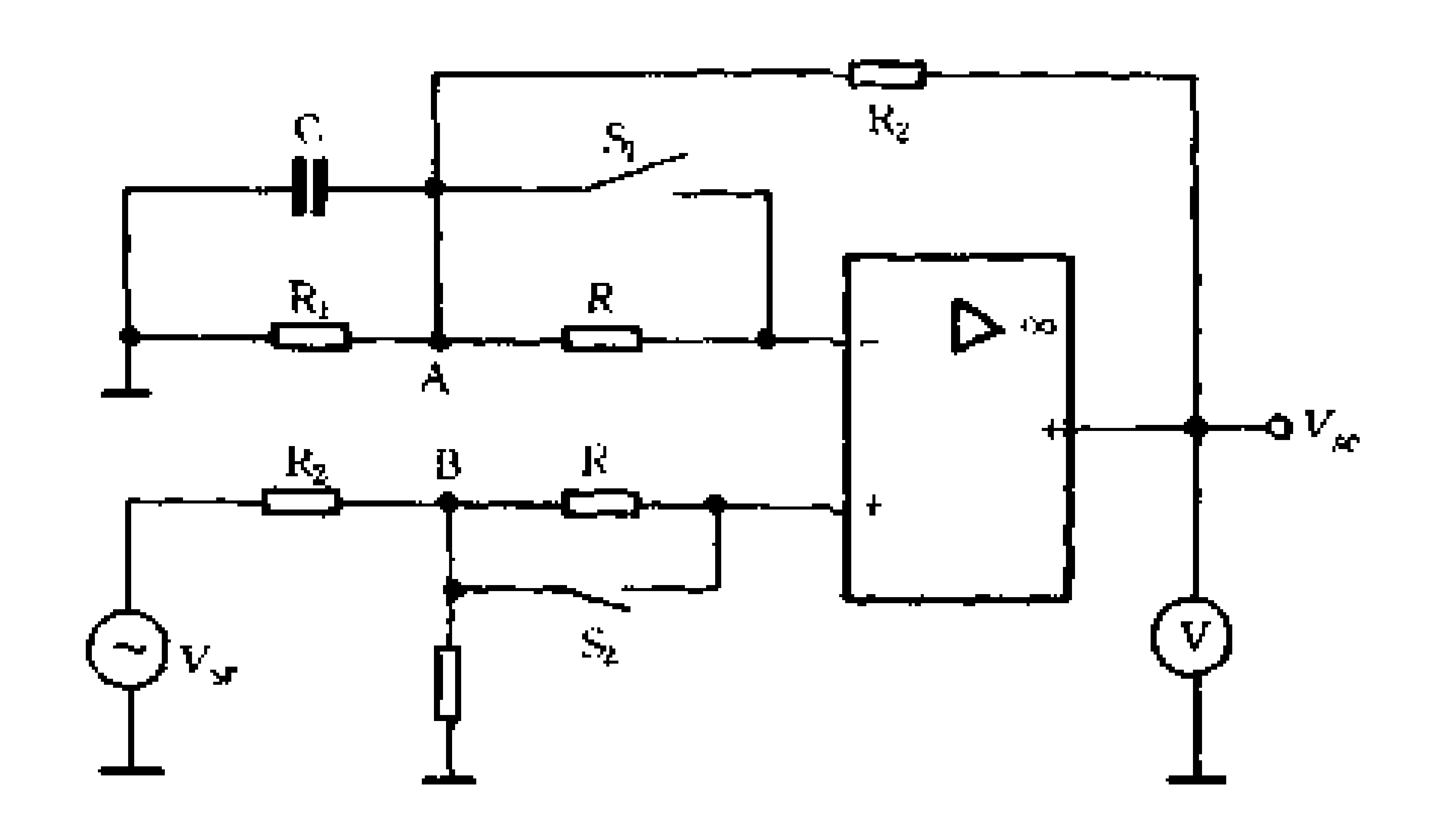


图 7－32 R_{sr}的测量

压为 $V_{o1}=K_oV_1$；其次，将 S_1、S_2 断开，测得的输出电压为 $V_{o2}=K_oV_1\frac{R_1}{R_{sr}+2R}$。由上列两式即可得到

$$R_{sr}=\frac{V_{o2}}{V_{o1}-V_{o2}}\cdot 2R(\Omega)$$

其中电阻的选择原则是：R_2、R_1 组成大于 1000 倍的衰减器，而 $R_1 \ll R_{sr}$，$R_1 \ll R$。

输入信号频率不应太高，一般低于 1kHz，以消除电容的影响。R 的数值又不能太大，否则噪声随之加大；但 R 太小时则两次输出电压测量结果 V_{o2}与 V_{o1}又比较接近，会带来测量上的误差。一个合理的参考值为：$R_1=20\Omega$，$R_2=20\mathrm{k}\Omega$，$R=100\mathrm{k}\Omega$。

集成运放的 R_{sr}一般为 10kΩ～10MΩ。

四、输出电阻 R_{sc}

输出电阻 R_{sc}的测量，也是在交流低频开环的情况下进行。图 7－33是 R_{sc}的测试电路。图中 R_2、R_1 组成直流负反馈电路，

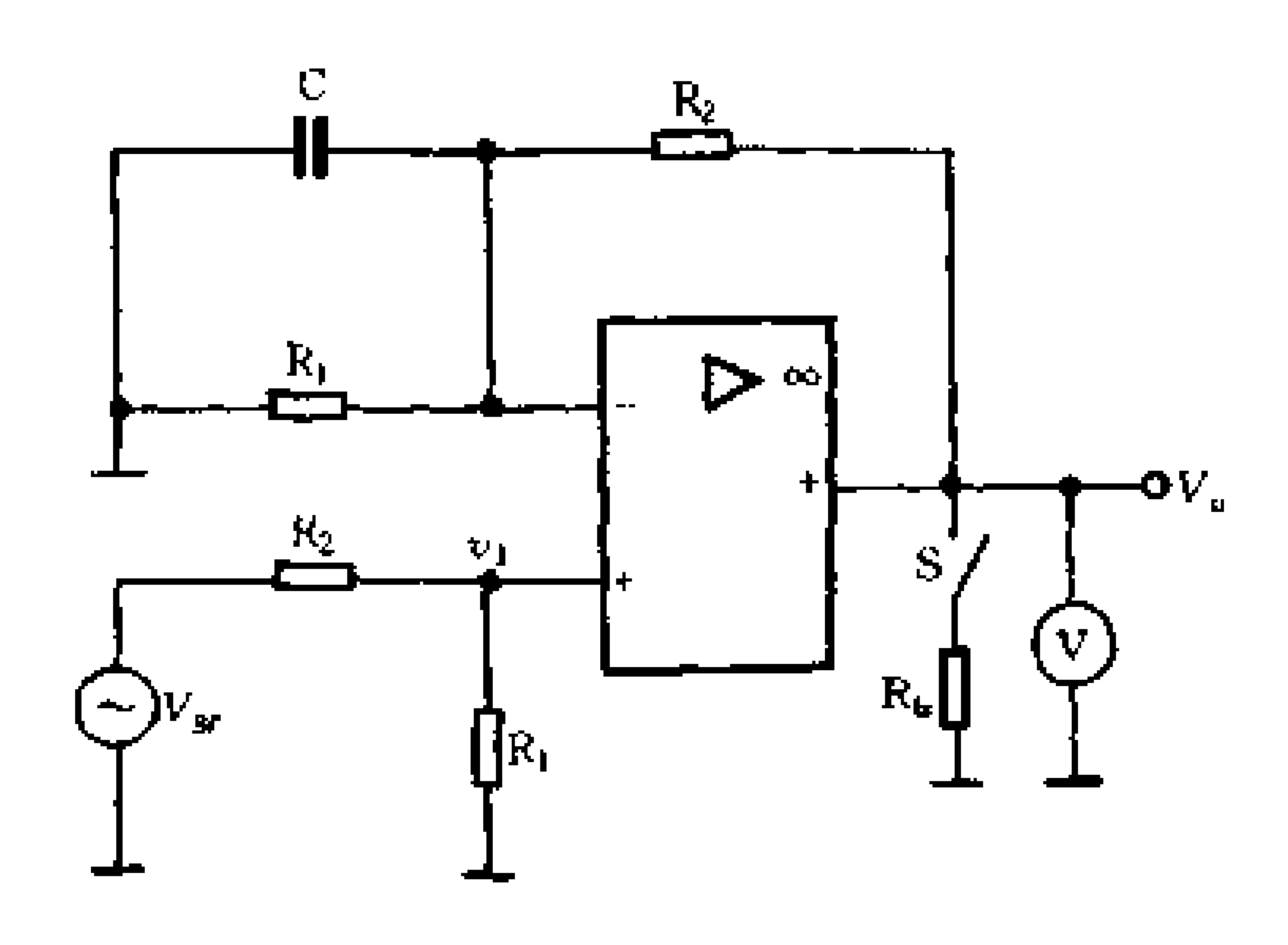


图 7-33 R_{sc}的测试电路

使输出直流电平稳定。从输出端反馈回来的交流信号，通过旁路电容 C 入地，以实现交流开环状态。测量同样分两步进行：当开关 S 断开时，测出输出电压 V_{o1}，即

$$V_{o1} \approx K_o V_{sr}$$

当 S 闭合时，负载电阻 R_{fz}接入，这时输出电压 V_{o2}为

$$V_{o2} \approx K_o V_{sr} \frac{R_{fz}}{R_{sc} + R_{fz}}$$

从上面两式中解出 R_{sc}

$$R_{sc} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{o2}} R_{fz}(\Omega)$$

这种测量方法，只要分别两次测出 V_{o1}与 V_{o2}，就可以由 R_{fz}值计算出输出电阻 R_{sc}。R_2 不能选得太小，因为它也是负载电阻的一部分。为了不影响测试结果，选择元件时要求：$R_2 \gg R_{sc}$与 $R_2 \gg R_{fz}$。参考数值可取 $R_1 = 1k\Omega$，$R_2 = 100k\Omega$，R_{fz} 一般取 $10k\Omega$。

R_{sc}越小，放大器的带负载能力越强，越接近于理想放大器。

五、开环电压增益 K_o

这个参数是运算放大电路输出端不接负载，无外接反馈回路的情况下，在输入端加一个低频电压信号时测出的开环电压放大倍数。测试开环电压增益的电路如图 7－34 所示。由图可见，由电阻 $(R_1 + R_2)$ 和 R_f 组成直流负反馈电路，R_f 与 R_s 组成交流负反馈电路，它的输出比较稳定。测试点Σ的电压 V_Σ，经 R_2 与 R_1 分压衰减后加到放大器的输入端，在输出端测出电压 V_{sc} 为

$$V_{sc} = V_\Sigma \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_o$$

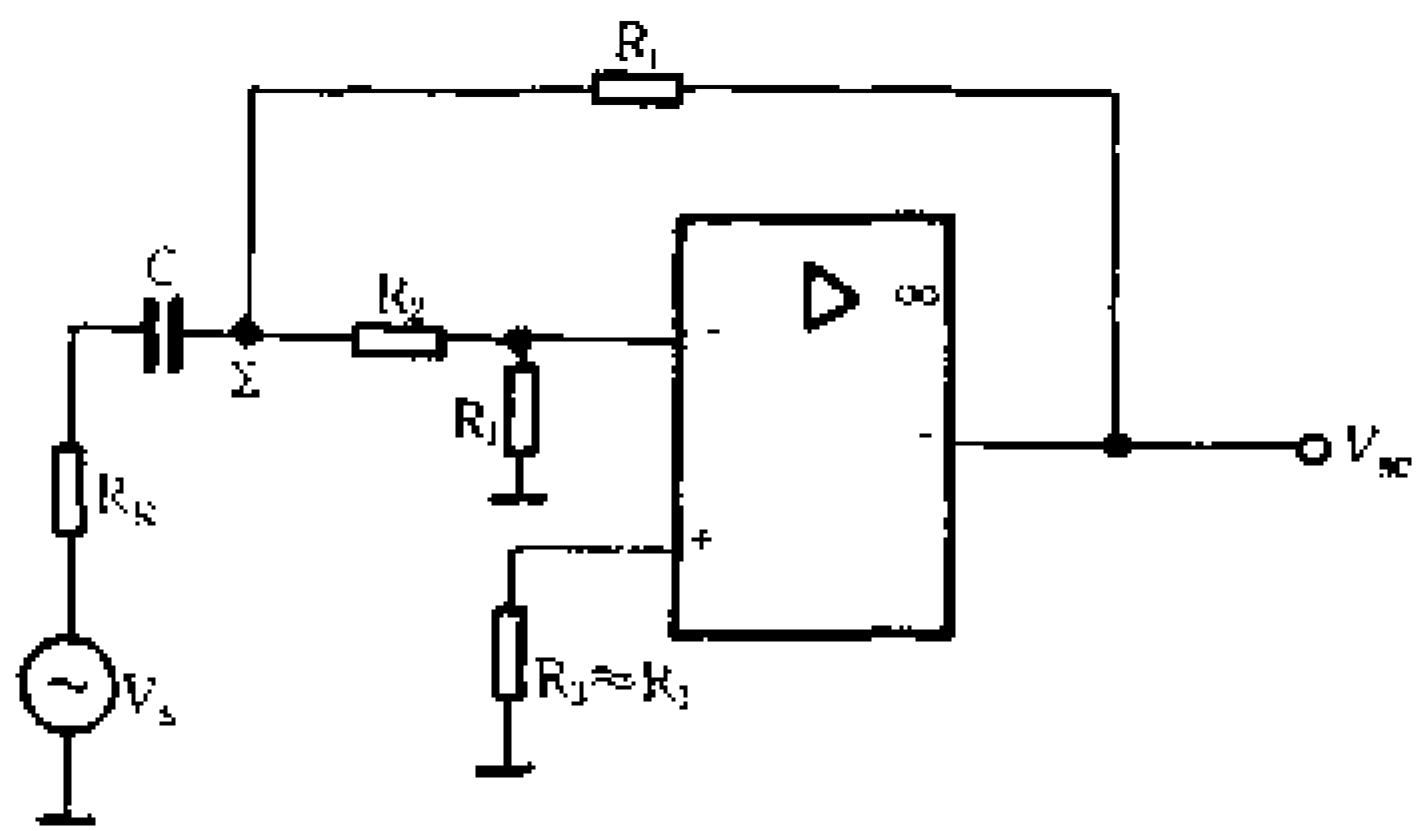


图 7－34 K_o 的测试电路

放大器的开环电压增益 K_o 即可由上式求出

$$K_o = \frac{V_{sc}}{V_\Sigma} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

R_1 在测试电路中应尽量选小一些，以减小放大器输入感应信号，同时可以获得小的分压比。为了输入端的平衡，可取 R_3

$\approx R_f$。

在测试时应注意，外加输入信号电压 V_{sr}不要太大，以免引起输出波形失真；同时，由于∑点电压 V_{Σ}很小，所以放大器输入端接地线应该连接好，以免地线上的感应信号影响测试结果。电路元件的参考值为：$R_1 = 10\Omega$ ，$R_2 = 1k\Omega$，$R_f = 20k\Omega$，$C = 500\mu F$。

六、共模抑制比 K_{CMR}

运算放大电路的输入级都是采用差动放大电路。我们希望差动放大器对有用的差模信号有足够大的放大倍数，而对有害的干扰信号（多以共模形式出现）应给予有效的抑制。为了衡量差动放大器在这一方面的功能，引入了“共模抑制比”这一参数，用 K_{CMR}表示，

即 $$K_{CMR} = \frac{\text{差模信号放大倍数}}{\text{共模信号放大倍数}}$$

用对数表示，则为

$$K_{CMR}(dB) = 20\lg\frac{\text{差模信号放大倍数}}{\text{共模信号放大倍数}}$$

一般 K_{CMR}大于 80dB 以上，即可认为在输出端的共模信号成分可以忽略。K_{CMR}越大越接近理想放大器的工作状态。

K_{CMR}的测试电路如图 7－35 所示。由图可测得共模与差模信号的闭环增益为

$$\text{共模信号的闭环增益} = \frac{V_{sc}}{V_{sr}}$$

$$\text{差模信号的闭环增益} = \frac{R_2}{R_1}$$

所以 $K_{CMR}(dB) = 20\lg(\frac{V_{sr}R_2}{V_{sc}R_1})$

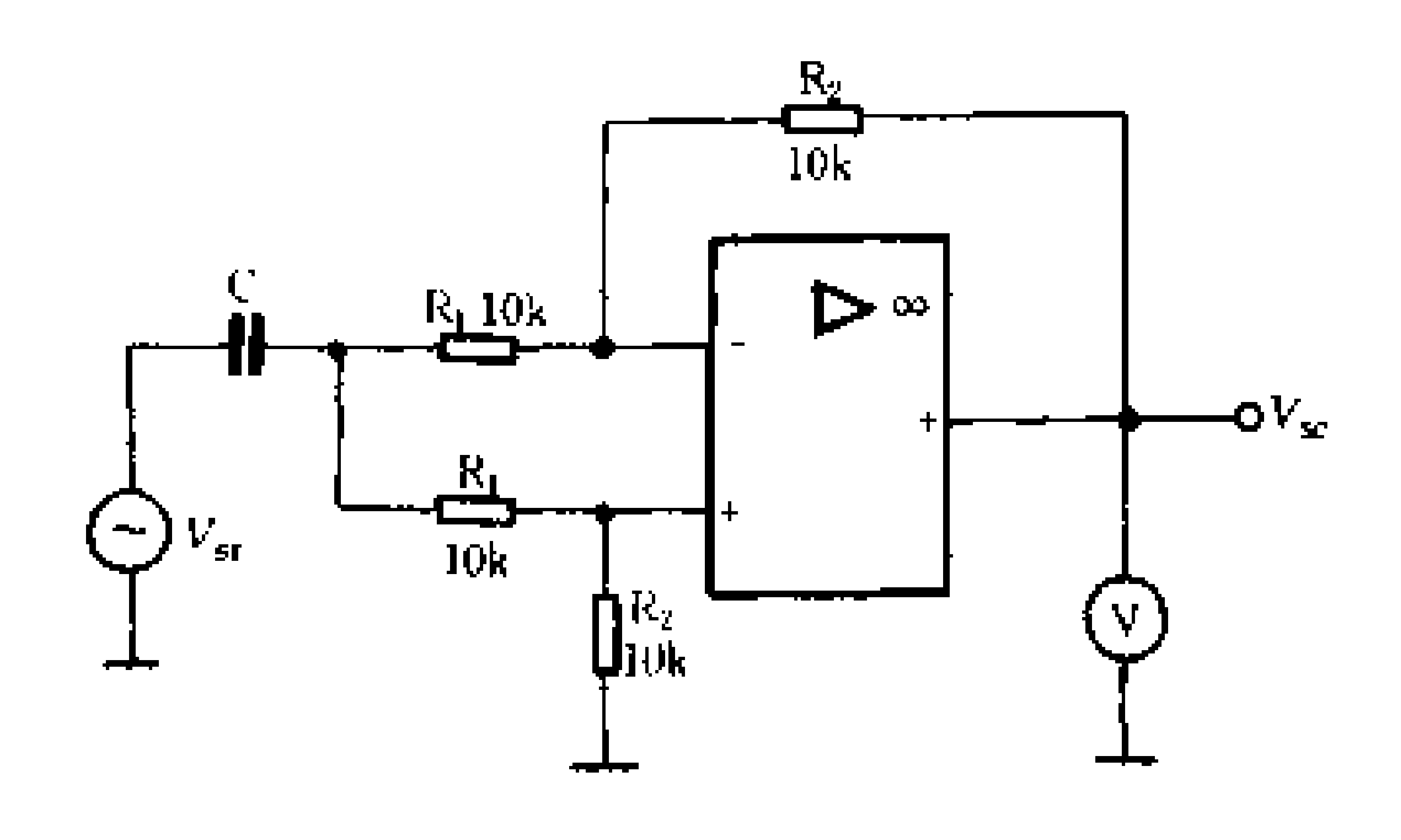


图 7－35　K_{CMR}的测量

第六节　集成运算放大电路应用示例

近年来，各个领域对集成运算放大电路的应用已经普遍到如同单个晶体管一样。在无线电技术中的音频或视频段，集成运放几乎是“万用”的基本电路。本节仅就无线电爱好者经常接触到的典型应用实例进行简要的分析。

一、在小信号放大电路中的应用

由于运算放大电路是一种高增益的直接耦合放大电路，因此非常适合于工作在小信号放大电路中。用它组成各种负反馈组态的放大器，可以获得极为稳定的增益、良好的阻抗和频率特性。

1．反相交流放大电路

图 7－36 是具有电源电压跟踪电路的单电源供电反相低频交流放大器的实际电路。电路适用的频率范围是 50Hz～100kHz，闭环电压放大倍数为 100，

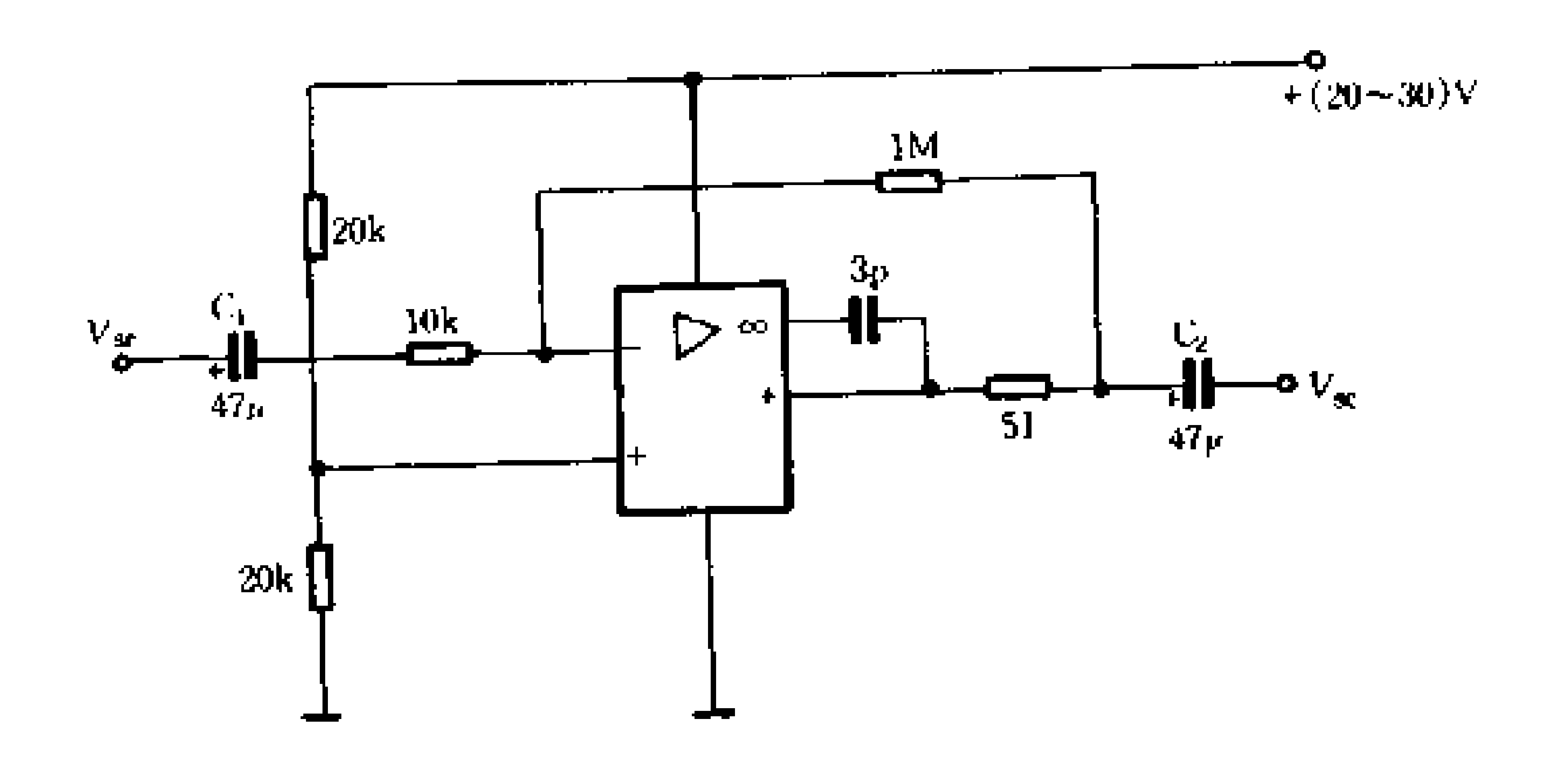


图 7-36　反相交流放大电路

即
$$K_f = -\frac{1M\Omega}{10K\Omega} = -100$$

图中,C_1、C_2 为隔直流电容器,C_3 为频率补偿电容器。

图 7-37 给出了一个两级交流放大电路的电原理图。它使用了两个中增益集成运放组件 F005。第一级的电压放大倍数定

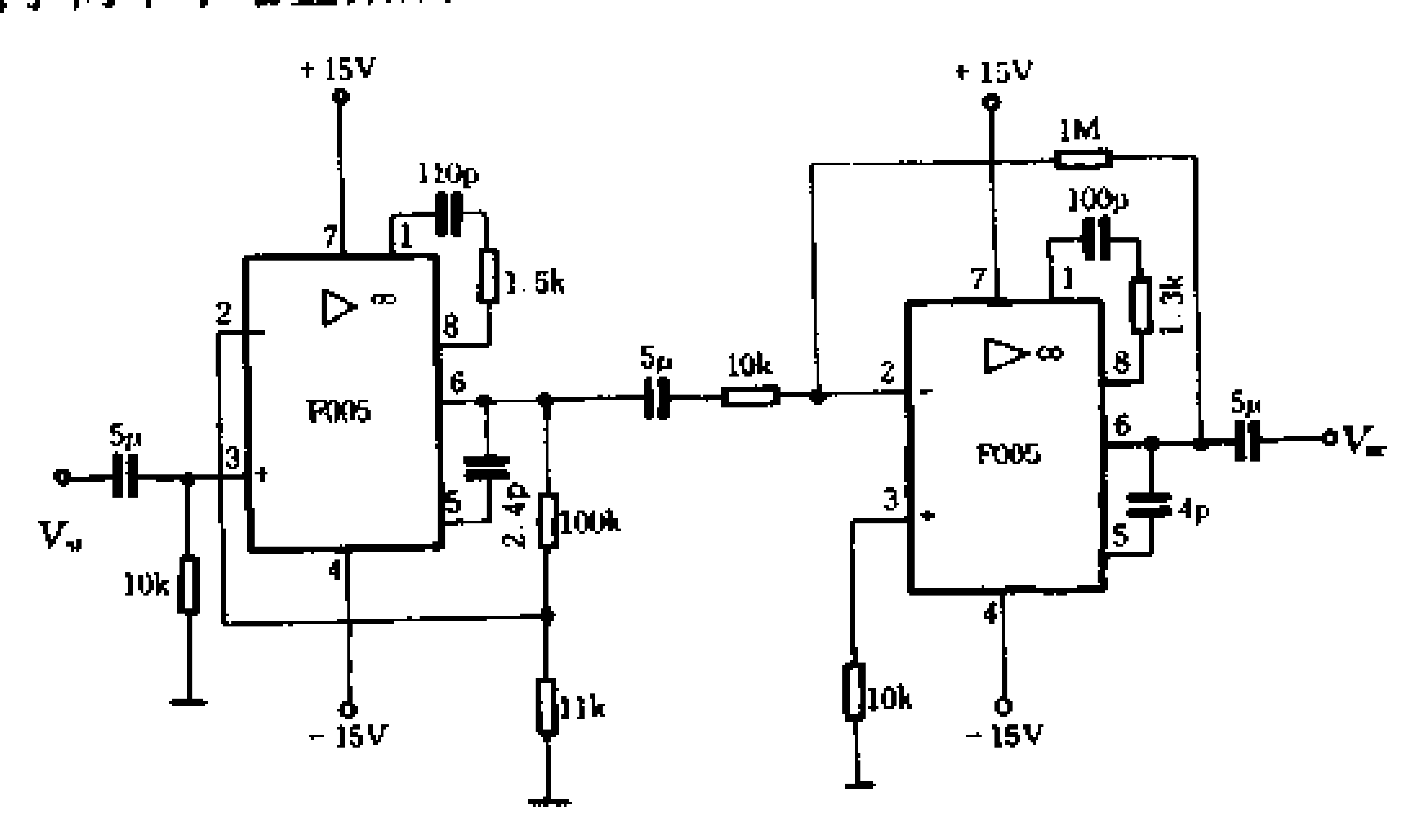


图 7-37　两级交流放大电路

为 10 倍，第二级为 100 倍，两级总的电压放大倍数为 1000 倍。需要指出，多级放大电路的通频带比单级放大电路要宽，图示电路的频率范围为 15Hz～140kHz。

2. 光电转换放大电路

利用硅光电二极管作为光电转换器件，把它接在集成运放的反相输入端，在输出端就可以得到幅度较大的信号电压，如图 7－38 所示。

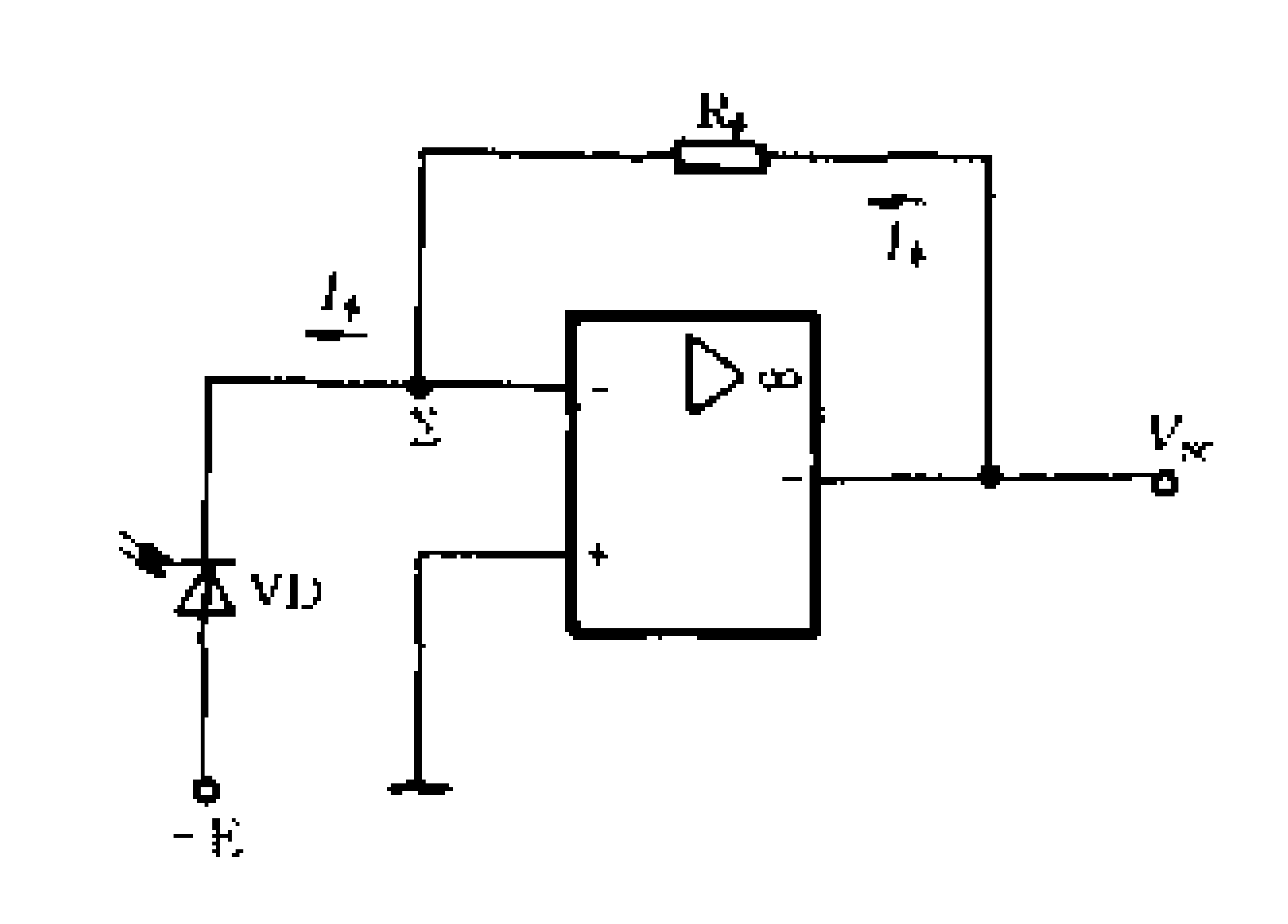


图 7－38 光电转移放大电路

图中，光电二极管 VD 代替了运放反相输入接法下的电阻 R_1，由于 ∑ 点为虚地，所以二极管的阳极要接一个负电压（－E），以保证它工作在反向。当有光照产生光电流 I_ϕ 时，输出电压为

$$V_{sc} = -I_\phi R_F$$

3. 增益可调的交流放大器

在音频或视频电路中，可以很方便地用运算放大器作前置放大或激励级，特点是静态工作点非常稳定，放大器的增益只决定于反馈网络，与运算放大器本身无关，输出电阻可以按需配置。

图 7－39 是一个增益可调的交流耦合放大器，它的主要性能指标为：闭环增益 K_f 为 10～1000 可调；输入电阻 R_{sr} 为 100kΩ；输出电阻 $R_{sc} \leqslant 100\Omega$；频率范围 20Hz～10kHz。

4. 音调调节电路

音调调节电路是高传真立体声设备中不可缺少的电路，它是一种高低通综合滤波器。用运算放大器可以组成多种形式的

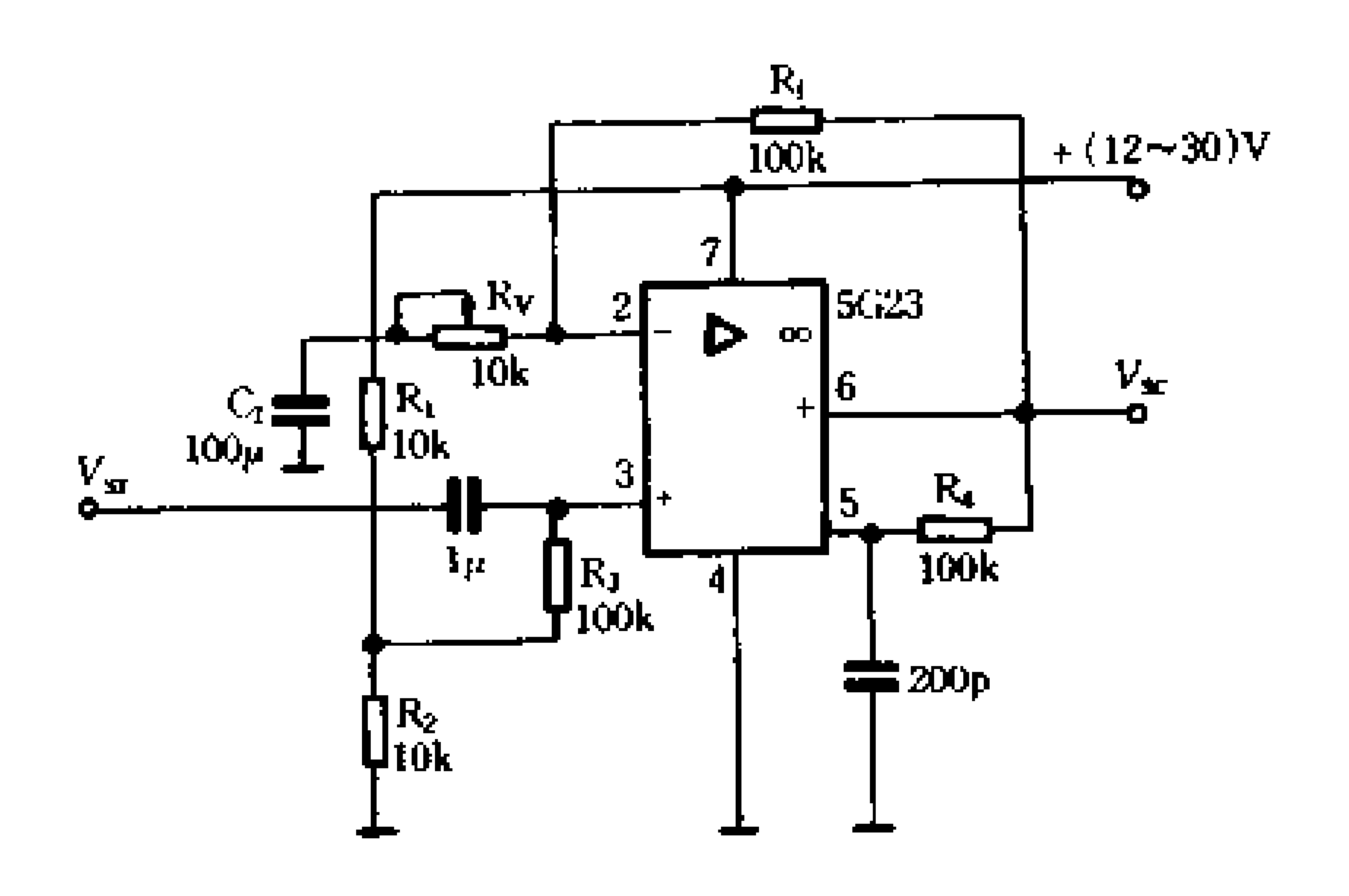


图 7-39　增益可调的放大器

有源音调调节器。图 7-40 所示是一种负反馈音调调节电路。电路中接有负反馈网络，可以通过调节负反馈网络的参数改变它的频响特性。

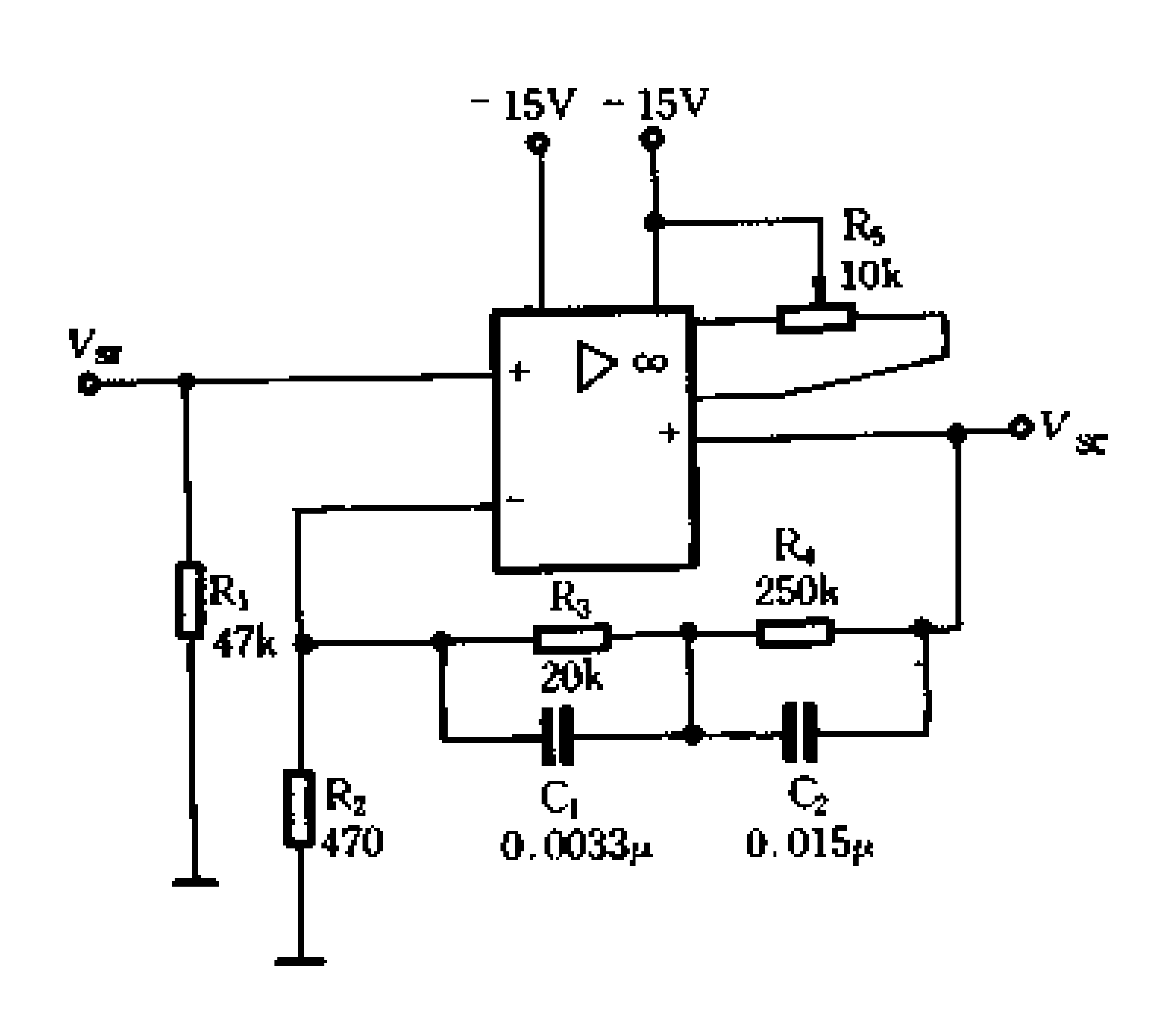


图 7-40　音调调节电路

二、在正弦波振荡器中的应用

正弦波振荡器是无线电技术中应用十分广泛的交流信号源。利用集成运放可以方便地组成正弦波振荡器。但是，由于集成运放本身频率特性的限制，一般只能制作几十千赫兹以下的振荡器（一般为 0.1Hz～几千赫兹）。

1. 文氏电桥振荡器

图 7－41 所示是用集成运放组成的文氏电桥振荡器的原理图。在本书第六章中曾分析过文氏电桥振荡器的振荡条件：当 $R_1 = R_2 = R$，$C_1 = C_2 = C$ 时，则

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad V_2 = \frac{1}{3}V_1$$

图 7－41　文氏电桥振荡器

当上两式成立时，电路产生振荡，但是由于电路本身的不稳定性，会引起电路放大倍数的不稳定。当放大倍数大于 3 时，输出振幅递增，当放大系数小于 3 时，则输出幅度递减，因而产生严重的失真。为此，在文氏电桥振荡电路中应接入幅度或增益自动调节电路。图 7－41 中的反馈电阻 R_3，通常采用负温度系数的热敏电阻，以稳定输出幅度。在某些电路中，还采用正温度

系数的氖管接在电阻 R_4 处进行稳幅。

图 7－42 是二极管稳幅文氏电桥振荡器电路。在输出电压

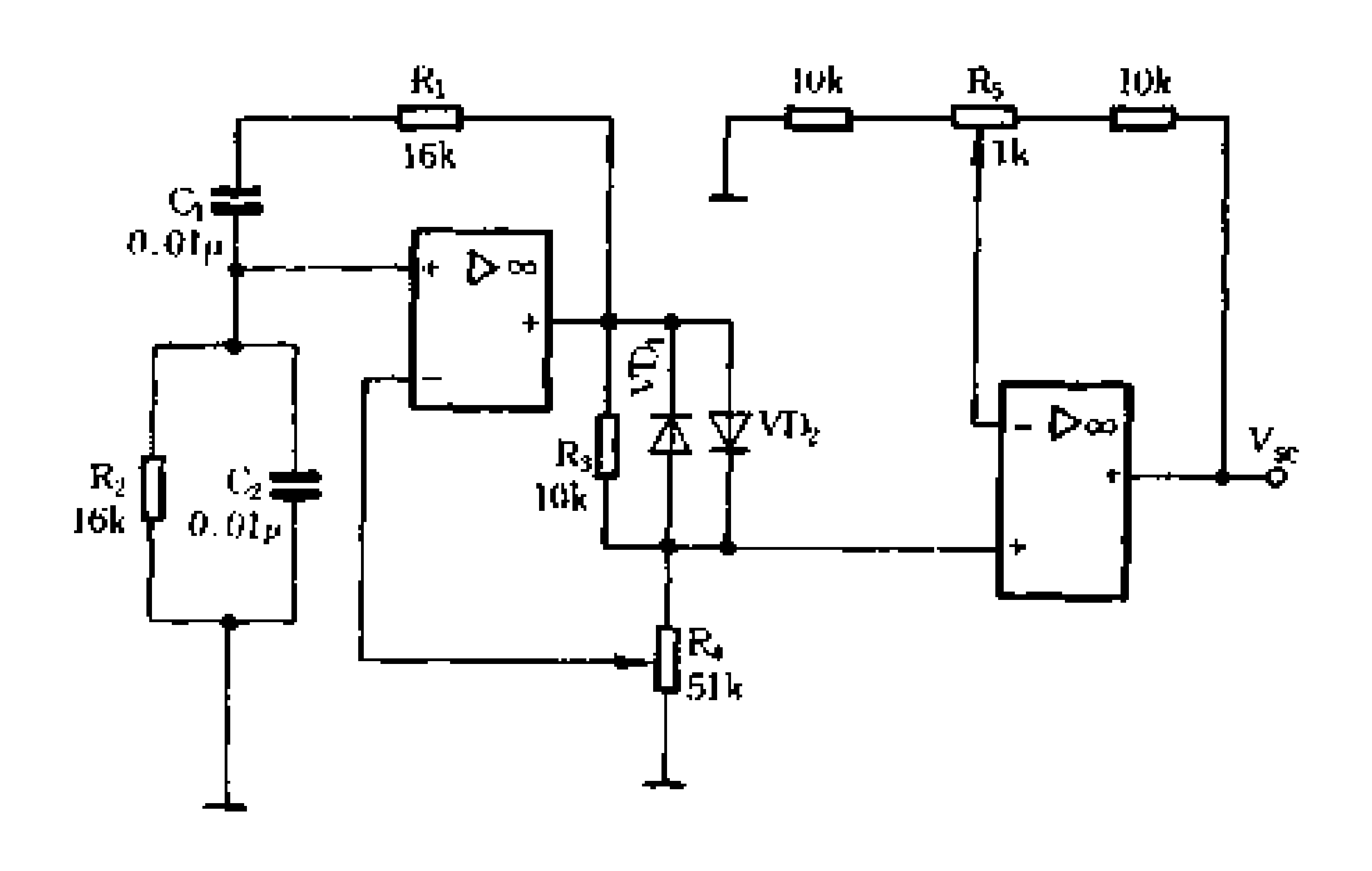


图 7－42　二极管稳幅文氏电桥振荡器

V_{sc1}的作用下，二极管正向导通，负反馈电压由电位器 R_4 供给，限制正反馈的急剧增加。通常，二极管的温度系数为 －2mV/℃，这样温度变化 1℃输出电压大约变化 －0.3%。当电路工作在线性范围时，适当调节 R_4，可以得到波形失真小，且工作稳定的输出波形。由于该文氏电桥振荡器的输出电阻较高，为降低输出电阻，在它的后面接入了电压跟随器。输出电压幅度可由电位器 R_5 调节。改变电路各元件参数可产生 0.01Hz～10kHz 的正弦波。

图 7－43 示出了一种利用场效应管作可变电阻的稳幅电路，电路中场效应管工作在可变电阻区，使其成为压敏电阻，即其等效的 D 和 S 二端的电阻随栅压而变，用以控制反馈网络的反馈系数，从而稳定增益。图示电路的振荡频率为 10Hz。

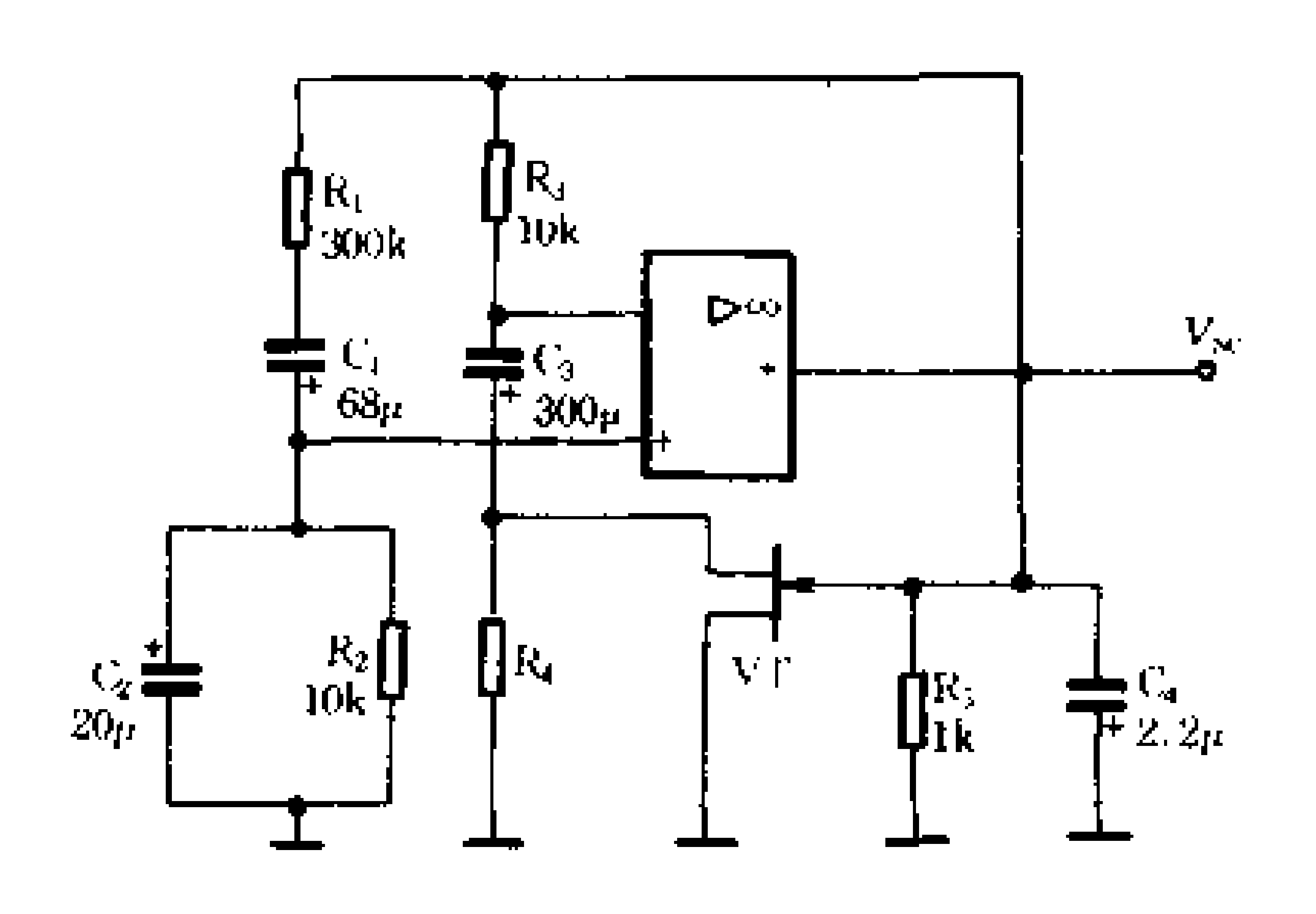


图 7-43　场效应管稳幅文氏电桥振荡器

2. RC 移相振荡器

本书第六章介绍过晶体管 RC 移相振荡器电路。它是用 RC 移相电路把反馈输出电压移相 180°，变成正反馈而产生自激振荡。图 7-44 是用集成运放组成的 RC 移相振荡器的原理电路。图中限幅电路可以用二极管钳位或背靠背的二只稳压管构成。

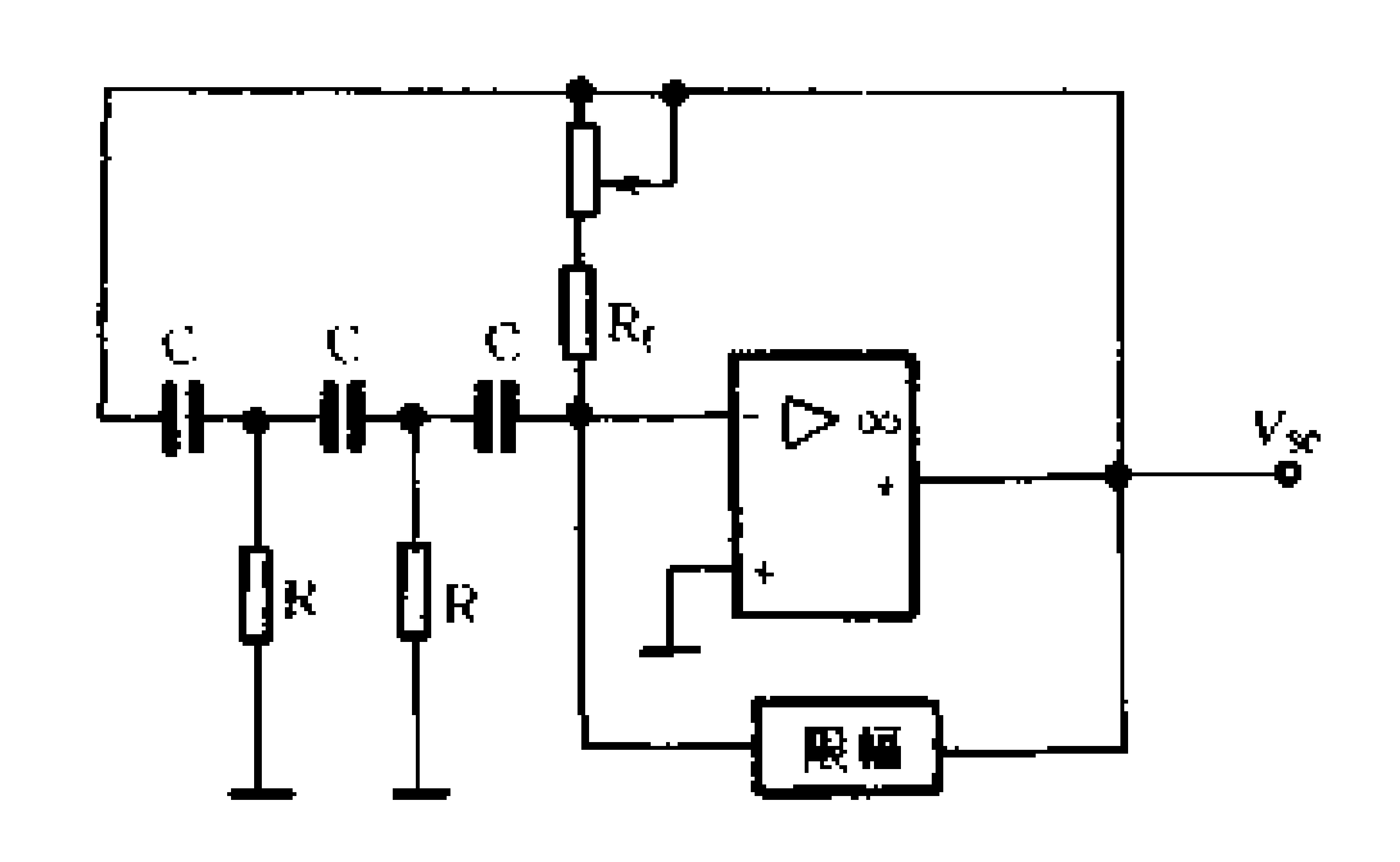


图 7-44　RC 移相振荡器原理电路

图 7－45 所示是利用两个运算放大器构成的 RC 移相振荡器。图中由 VD_1、VD_2 及 R_1、R_2 组成正负向钳位电路，通过改变二极管 VD_1、VD_2 的偏置，可改变限幅工作点，调整波形的对称性，减少输出信号的波形失真。如按图中所示各元件的数值计算，振荡频率为 92Hz。当需要输出余弦分量时，可在 V_1 处接上如图所示的缓冲放大器，则 V_{sc2} 即为余弦输出。

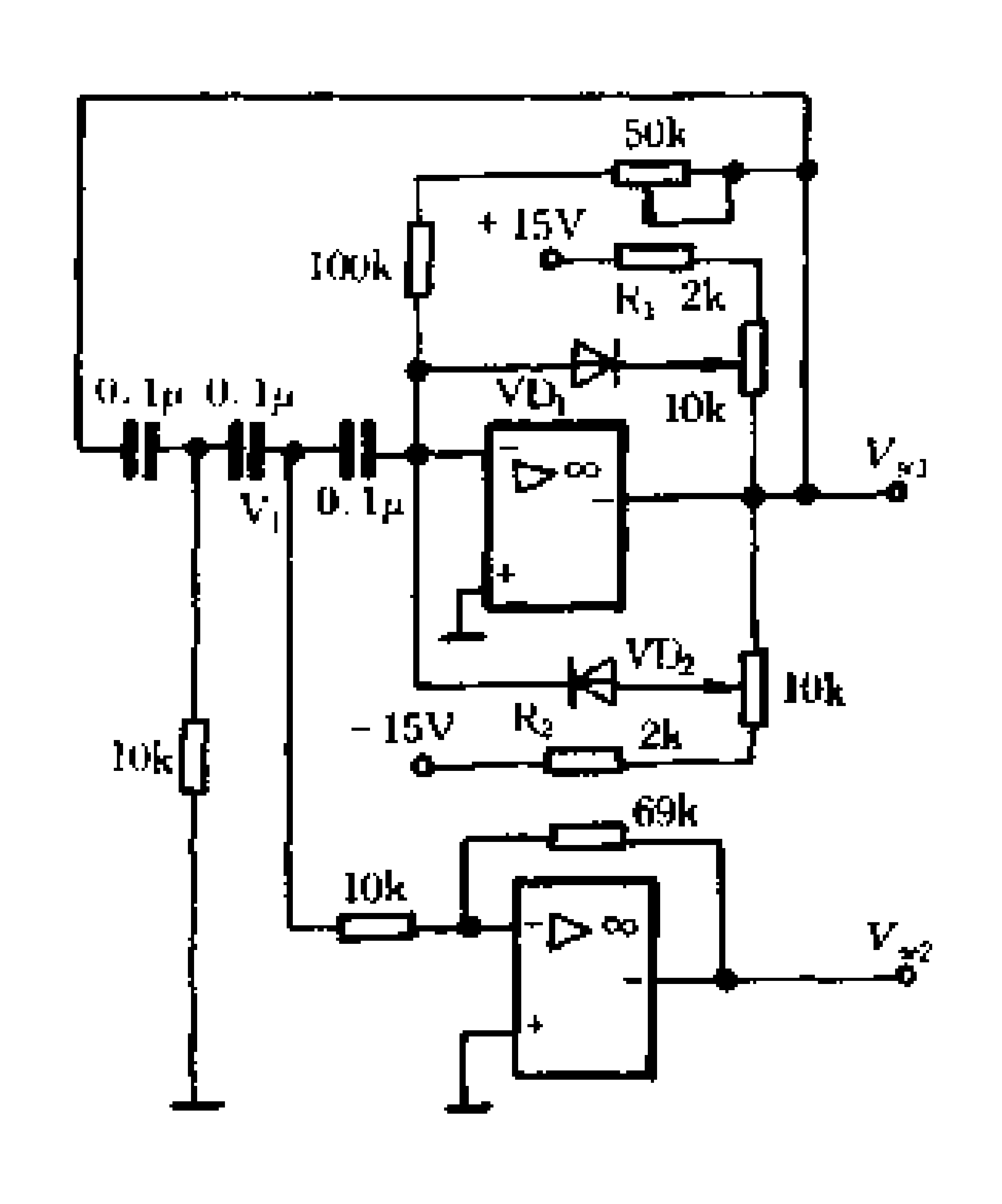


图 7－45 RC 移相振荡器示例

三、在整流电路中的应用

通常，整流器是利用二极管的单向导电特性来构成整流电路。在运算放大器构成的整流器中也要利用二极管的单向导电特性，所不同的是由于用了运算放大器，使整流特性有所改善，可以消除二极管引入的正向压降、非线性等缺点。

图 7－46 所示是用运算放大器组成的全波整流电路。当输入交流电的正半周时，二极管 VD_1 导通，VD_2 截止，此时，从输入端看去，放大器是一个同相输入的电压跟随器。此时，输出为交流电的正半周。当输入交流电的负半周时，二极管 VD_1 截止，此时放大器的同相输入端对信号源断路，二极管 VD_2 构成同相输入端偏置回路，放大器构成 1∶1 的反相放大器，因此输出也是交流电的正半周。于是，在输出端得到单向的脉动直流电压，

完成全波整流的作用。

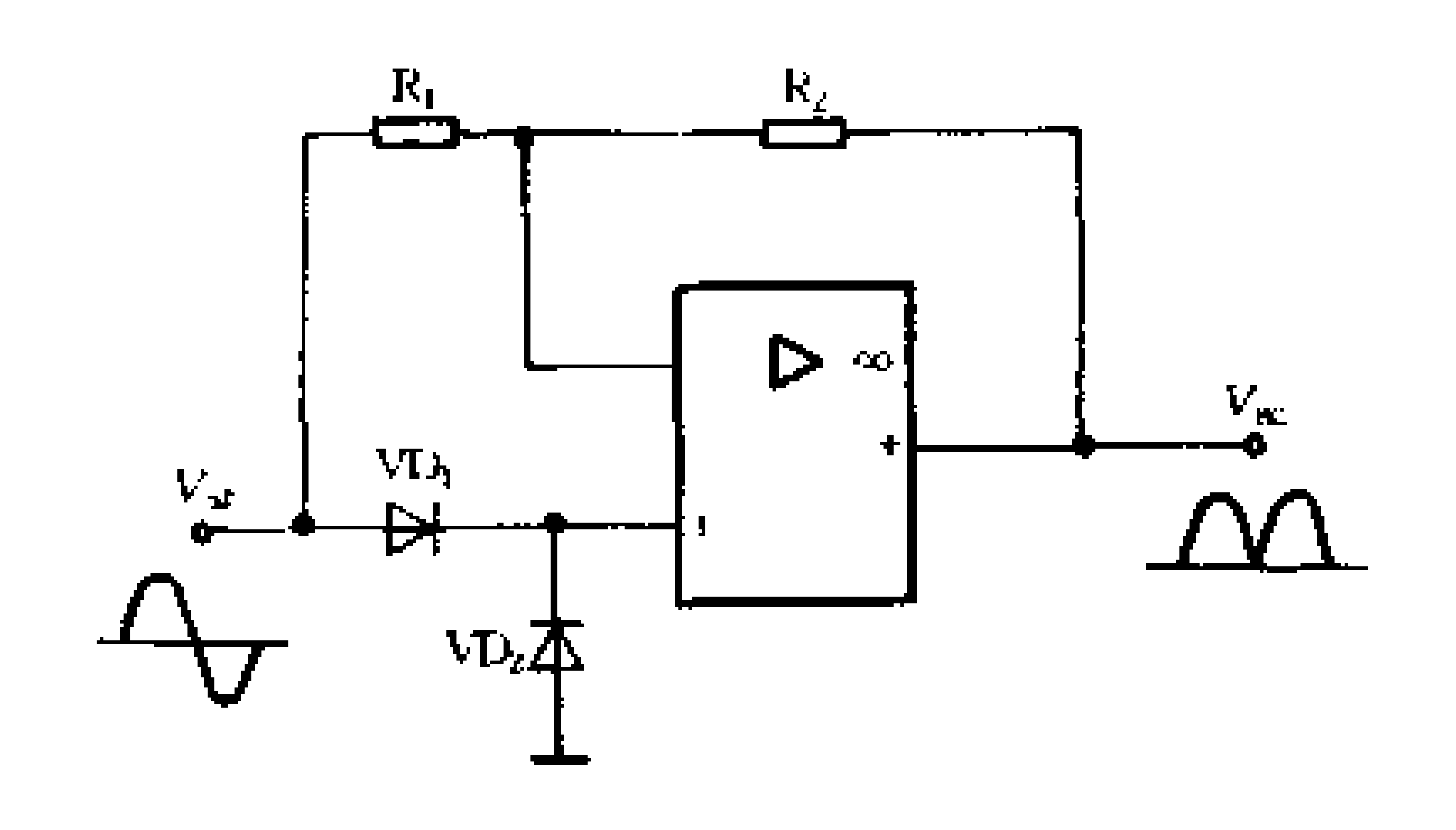


图 7-46 全波整流电路示例

图 7-47 所示是运算放大器组成的桥式整流电路。当输入交流电的正半周时，从输入端看进去电流流向∑点，再经二极管 VD_1 流向负载 R_{fz}，然后经二极管 VD_2 流到放大器的输出端；当输入交流电为负半周时，流过 R_1 的电流反向，即从放大器输出端经二极管 VD_3 到负载 R_{fz}，再经 VD_2 流向∑点经 R_1 回到输入端。因此，负载上流过的电流是单方向的脉动直流电，完成了全波整流的任务。这种电路可以消除二极管的非线性误差，线性十分好。

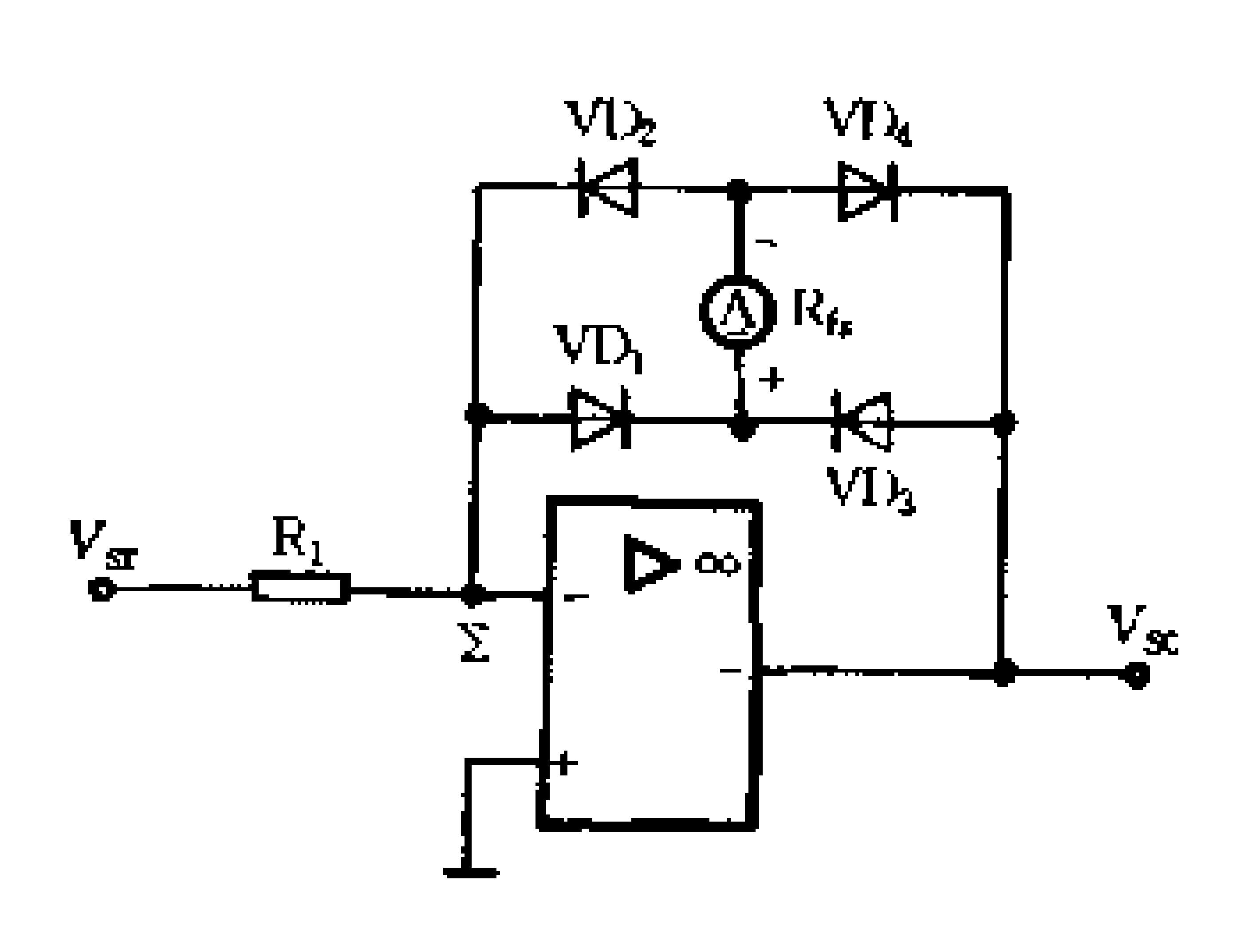


图 7-47 桥式整流电路

第八章 数字集成电路

线性电路(模拟电路)与数字电路都是现代无线电电子设备不可缺少的基础电路。数字电路的应用日益广泛,本书将要介绍的彩色电视机、录像机、摄像机、影碟机及音响设备等,都使用着大量的数字电路。数字电路是电子计算机硬件的基础,是构成计算机主机电路的核心。许多现代家用电器,如全自动洗衣机、电子照相机、电子钟表、微波炉等,也都与数字电路结下了不解之缘。

本书前七章介绍的线性电路中,电信号的幅度变化是连续的,而在数字电路中,电信号却是一种跃变信号,即在时间上和数值上都是离散的信号。虽然这两类电路中的核心器件都是晶体管(或场效应管),但工作状态却迥然不同。线性电路中的晶体管大多工作在放大状态,而数字电路中的晶体管却工作在开关状态,输入信号和输出信号都是脉冲信号。

数字集成电路的迅速发展和广泛应用,标志着现代电子技术的水准。无线电爱好者在步入电子技术的大门时,必须学习和掌握数字电路的基本原理和基本分析方法,为继续自学本书后面的章节打下扎实的基础。边学习,边实践,把业余无线电制作的水平提高到一个新的阶段。

第一节　二极管与晶体管开关

一、利用开关获得电脉冲

什么叫脉冲呢？所谓“脉冲”，包含着脉动和短促的意思。它们是一些不连续作用的电压或电流，每次作用的时间很短，而两次作用之间的时间间隔相对地说又很长，这种作用时间很短的电压或电流，就称为脉冲信号。图8－1示出了几种常见的脉冲波形。脉冲电路就是产生和处理各种脉冲波形的电路。在脉冲电路的发展中，分化出了数字电路。数字电路中的信号波形—矩形波，虽然也是脉冲信号，但它的电平高低却代表着“1”和“0”两个二进制数字。数字电路的输出信号与输入信号之间存在着一定的逻辑关系。

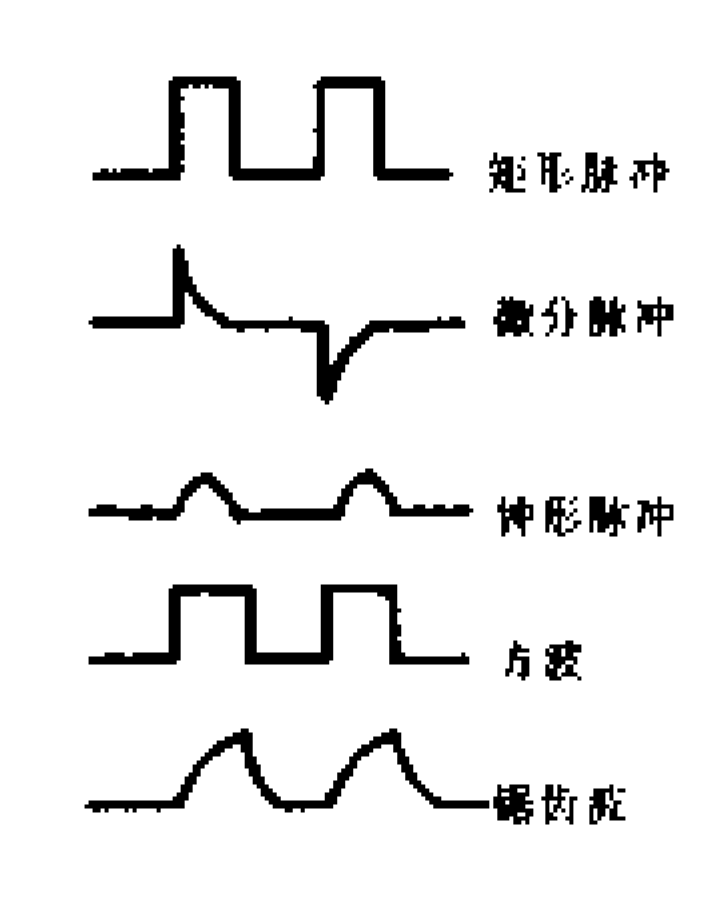


图8－1　几种脉冲波形

“开关”大家都很熟悉。常用的继电器、闸刀开关、琴键开关、钮子开关等，是有触点的开关，叫触点开关。触点开关的开关状态比较理想：当开关接通时，其接触电阻极小，可看成短路，电流通过开关产生的电压降为零；而当开关断开时，两触点间电阻极大，可视为开路，电路中的电流为零，电源电压全部加在开关两端。

下面我们以图8－2(a)所示的直流电路为例，看一看怎样利用开关得到矩形脉冲。

当开关S闭合时，开关可看作短路，开关两端电压 $V_K=0$。

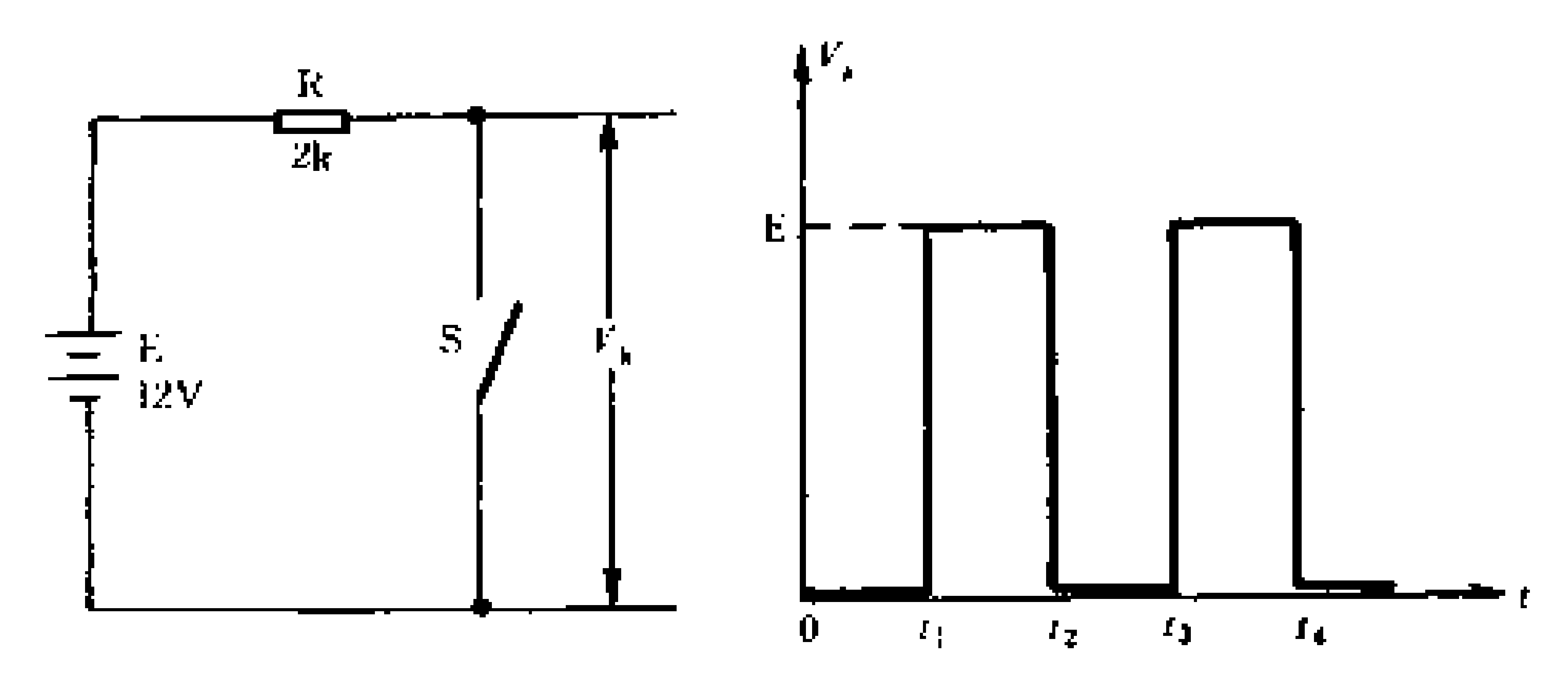


图 8-2 利用开关得到矩形脉冲

若在 $t=t_1$ 瞬间把开关断开，则回路电流 $I=0$，电源电压全部加在开关两端，即 $V_K=E$。在 $t=t_2$ 瞬间把开关闭合，则 V_K 就由 E 跳变到 0。当 $t=t_3$ 瞬间再把开关 S 打开，$t=t_4$ 瞬间又把开关闭合……这样周期性地断开电路中的开关 S，开关两端电压 V_K 随时间变化，其函数图像如图 8-2(b)所示。显然，图中 V_K 变化的波形是矩形脉冲。

上述有触点开关具有理想的开关状态，但利用它们不可能产生频率很高的电脉冲。在现代电子设备中的数字电路，常常要求开关速度高达每秒钟数百万次以上，任何一种有触点开关都无法达到这种要求。人们利用二极管、晶体管或场效应管的电气特性，可以把它们用作无触点开关元件，以获得频率很高的电脉冲。

二、晶体二极管的开关特性

晶体二极管是一种具有单方向导电特性的半导体器件。当给二极管外加一定的正向电压时，它处于导通状态，呈现很小的正向电阻；外加反向电压时，二极管处于截止状态，呈现很大的反向电阻。正是由于二极管具有“导通”与“截止”两个工作状态，可以用它作为开关元件。

二极管的开关作用可以用图 8－3 来说明。当输入端加上

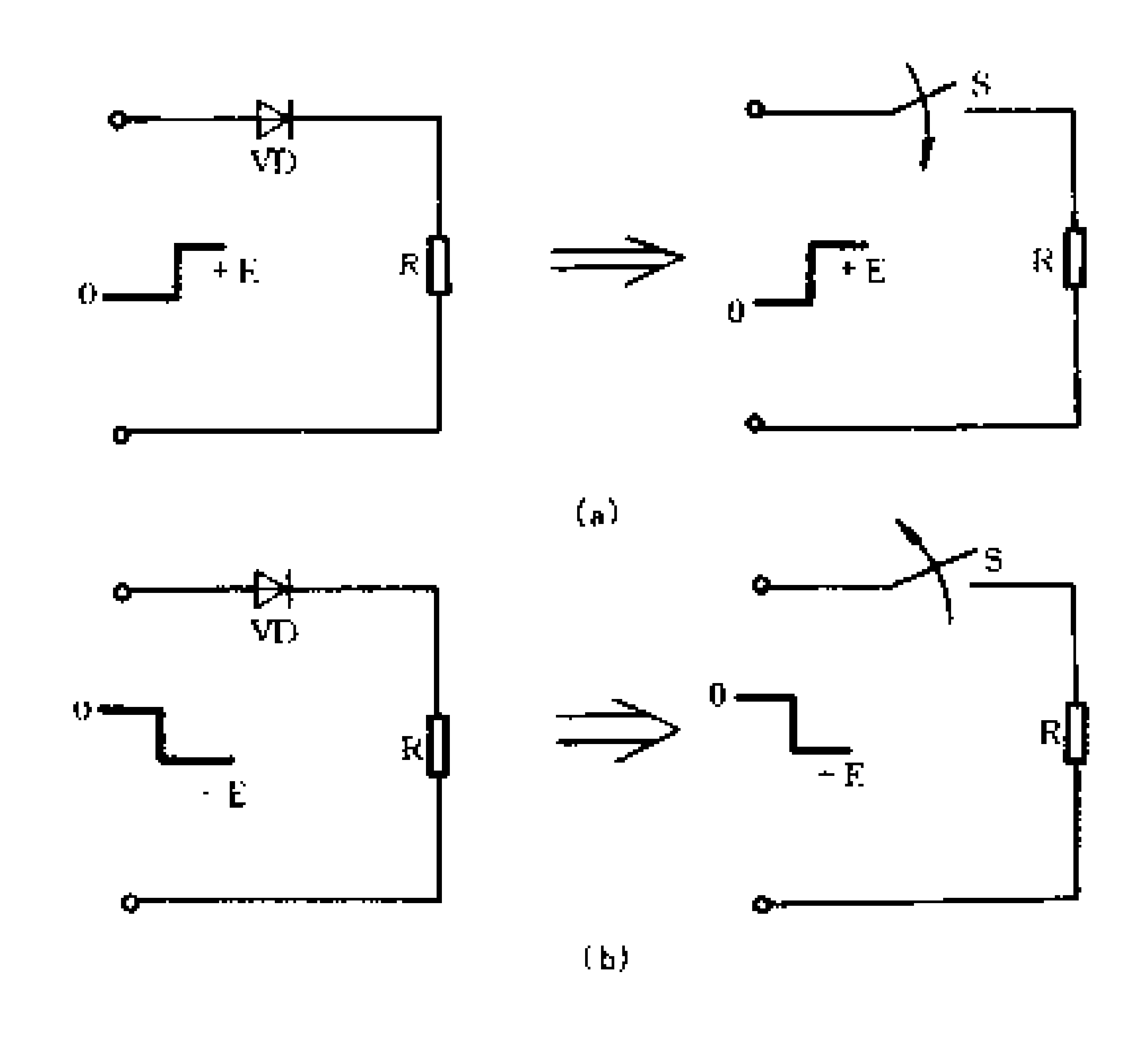


图 8－3 二极管的开关作用

正脉冲时，二极管导通，若忽略它的正向电阻，就可以等效为一个接通的开关，如图 8－3(a)所示。当输入端加上负脉冲时，二极管截止，反向电阻很大，可以等效为一个断开的开关，如图 8－3(b)所示。不难理解，二极管在脉冲信号的控制下，具有“通”、“断”两个状态，可以起到开关作用。但是，它与有触点开关相比，开关状态不够理想。这是因为二极管正向导通时，它两端有一定的正向压降(硅管约 0.7V，锗管约 0.3V)；在反向截止时，会有很小的反向电流。分析电路时应考虑到这一情况。

三、晶体管的开关特性

大家知道，晶体管有三个工作状态：放大状态、截止状态与饱和状态。在线性放大电路中，晶体管只允许工作在放大状态。

而在脉冲与数字电路中，晶体管却是在截止与饱和两个状态之间转换，以实现开关作用。为了深入了解晶体管的开关特性，先来进一步分析晶体管的三个工作状态。

1. 晶体管的三个工作状态

(1) 放大电路与直流负载线。图 8-4 所示是一个最简单的晶体管放大电路。大家知道，放大器的静态工作点由基极偏流电阻 R_b 确定。图 8-5是晶体管输出特性曲线与直流负载线。调节 R_b，改变基极电流 I_b 时，放大器的静态工作点就沿负载线 *MN* 移动。I_b 的变化引起 I_c 和 V_{ce} 作

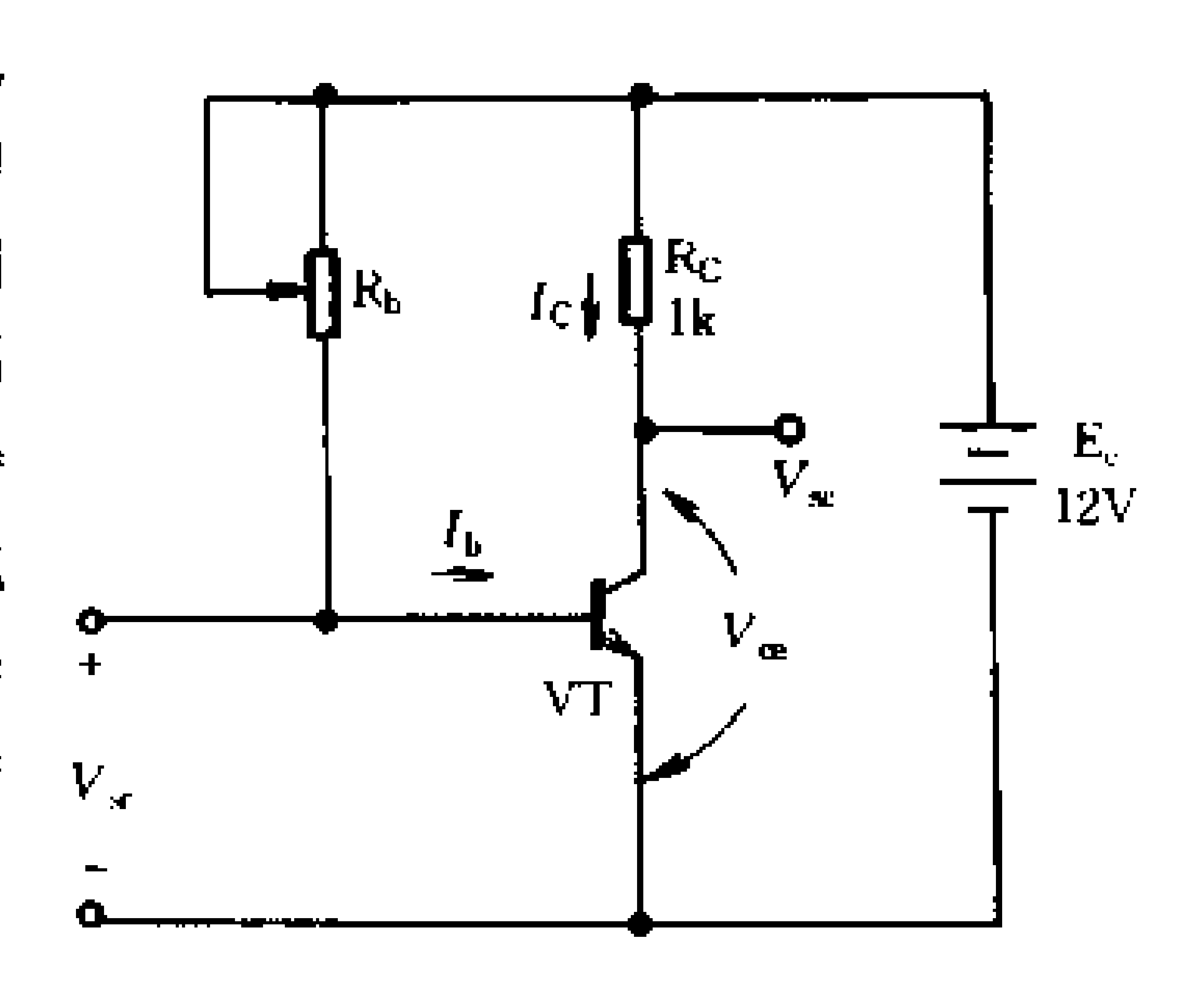


图 8-4　晶体管放大电路

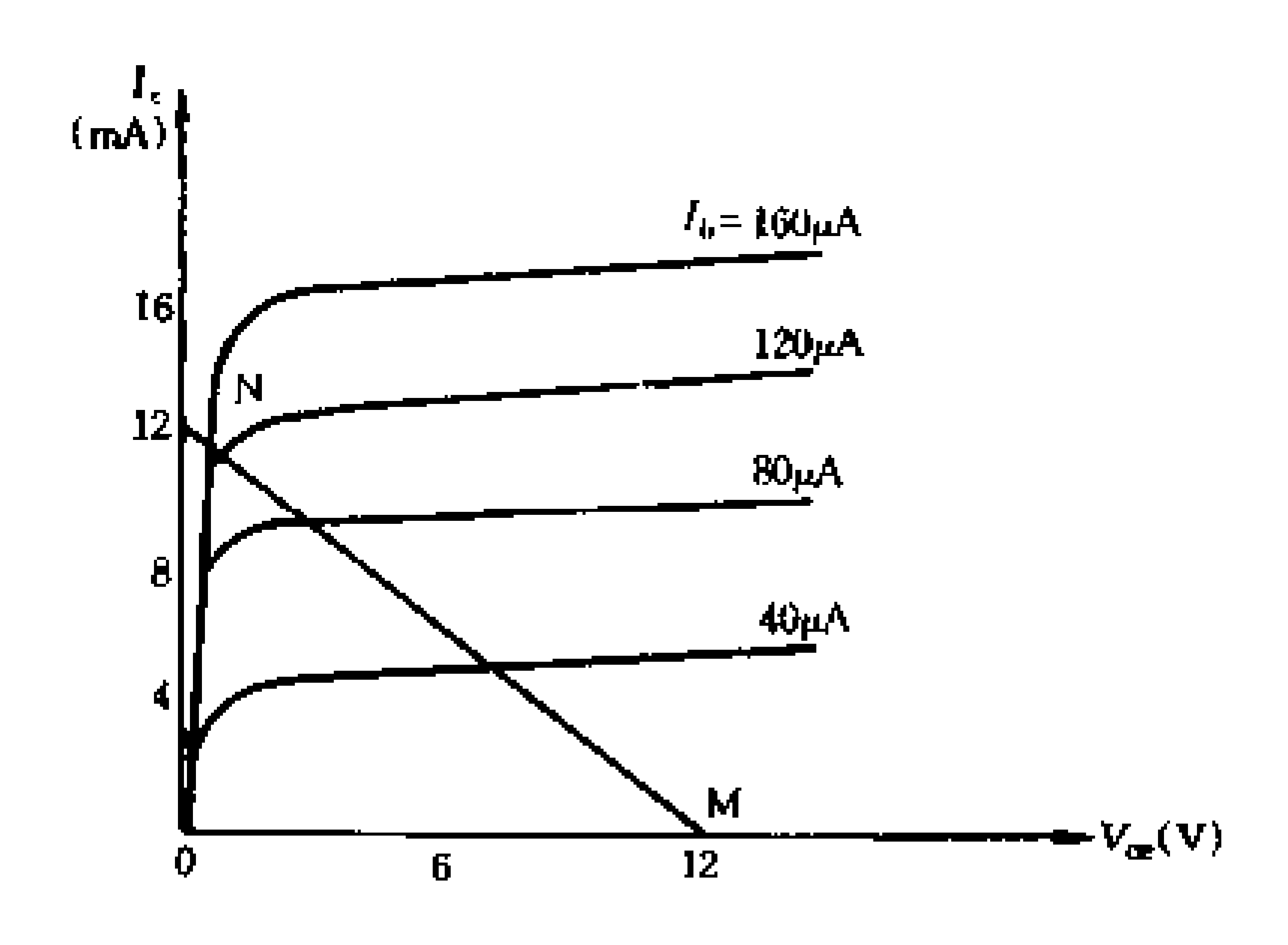


图 8-5　输出特性曲线与负载线

相应的变化。这就是放大工作状态。晶体管作放大元件使用的主要特征是：发射结正向偏置，集电结反向偏置，基极电流 I_b 对集电极电流 I_c 有控制作用。

(2) 晶体管的饱和。根据图 8－4 可以写出放大器的直流负载线方程，

即 $$V_{ce}=E_c-I_cR_c$$

当 E_c、R_c 给定后，V_{ce} 的大小完全由 I_c 决定，即 I_c 越大，V_{ce} 越小。值得注意的是，当 I_c 增加到使 I_cR_c 接近于 E_c 时，V_{ce} 就接近于零，此时

$$I_c\approx\frac{E_c}{R_c}$$

这就意味着 I_c 随 I_b 的增加而增大会受到外电路的参数 E_c 与 R_c 的限制，由 E_c 和 R_c 决定的 I_c 的最大极限值，称为饱和集电极电流，用 I_{cs} 表示，

即 $$I_{cs}\approx\frac{E_c}{R_c}$$

这种状态称为晶体管的饱和。晶体管饱和后，$I_c=I_{cs}$，完全由 E_c、R_c 决定，不再受 I_b 控制。虽然 I_b 可以继续增加，但 I_c 却不再增大了。实际上，晶体管饱和后，V_{ce} 不会等于零，而是有一个较小的数值，称为饱和压降，用 V_{CES} 表示（硅管约 0.2V～0.3V，锗管约 0.1V）。如图 8－6 所示，晶体管饱和后，发射结与集电结都处于正向偏置。使晶体管达到饱和所需要的最小基极电流称为临界饱和基极电流，

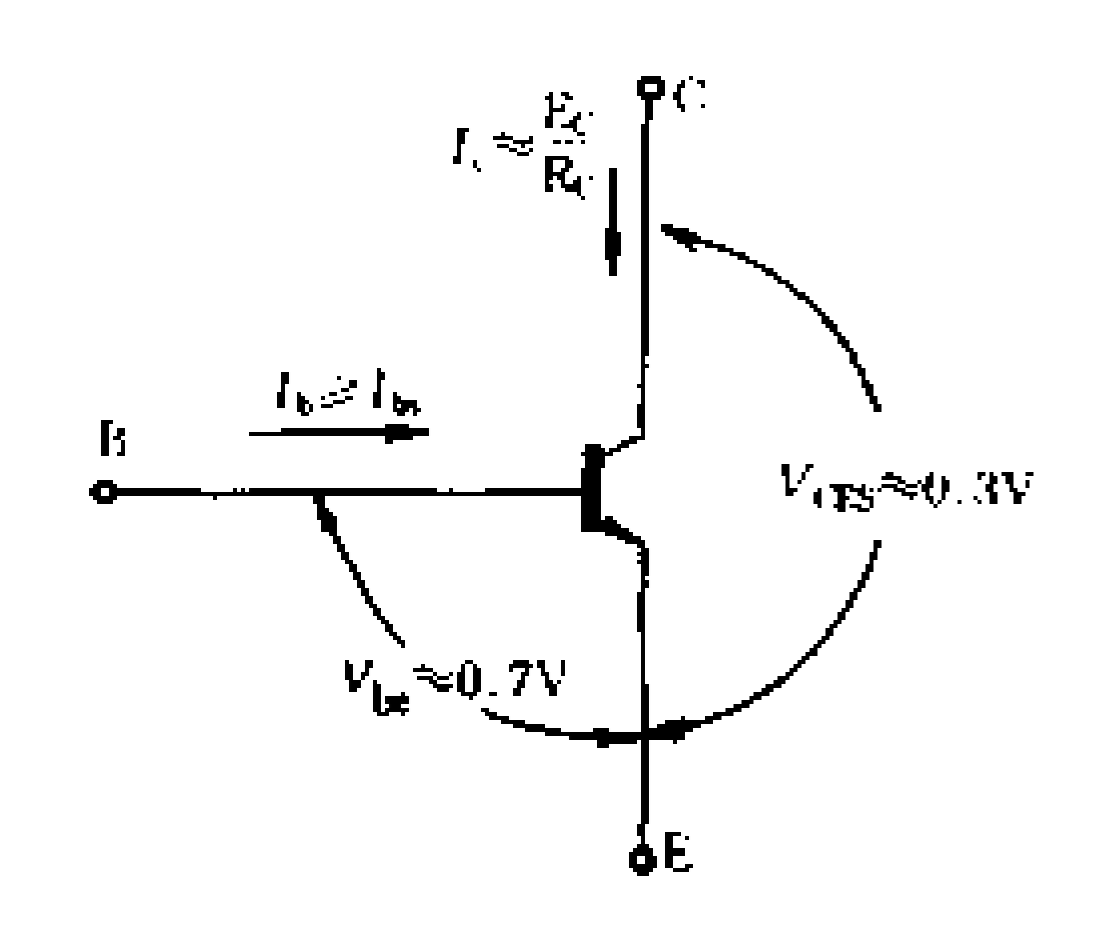


图 8－6 晶体管的饱和

用 I_{bs} 表示，即

$$I_{bs}=\frac{I_{cs}}{\beta}\approx\frac{E_c}{\beta R_c}$$

为了使晶体管能可靠地工作在饱和区，设计电路时，总是使 I_b 大于 I_{bs}，即晶体管饱和条件是

$$I_b \geqslant I_{bs}$$

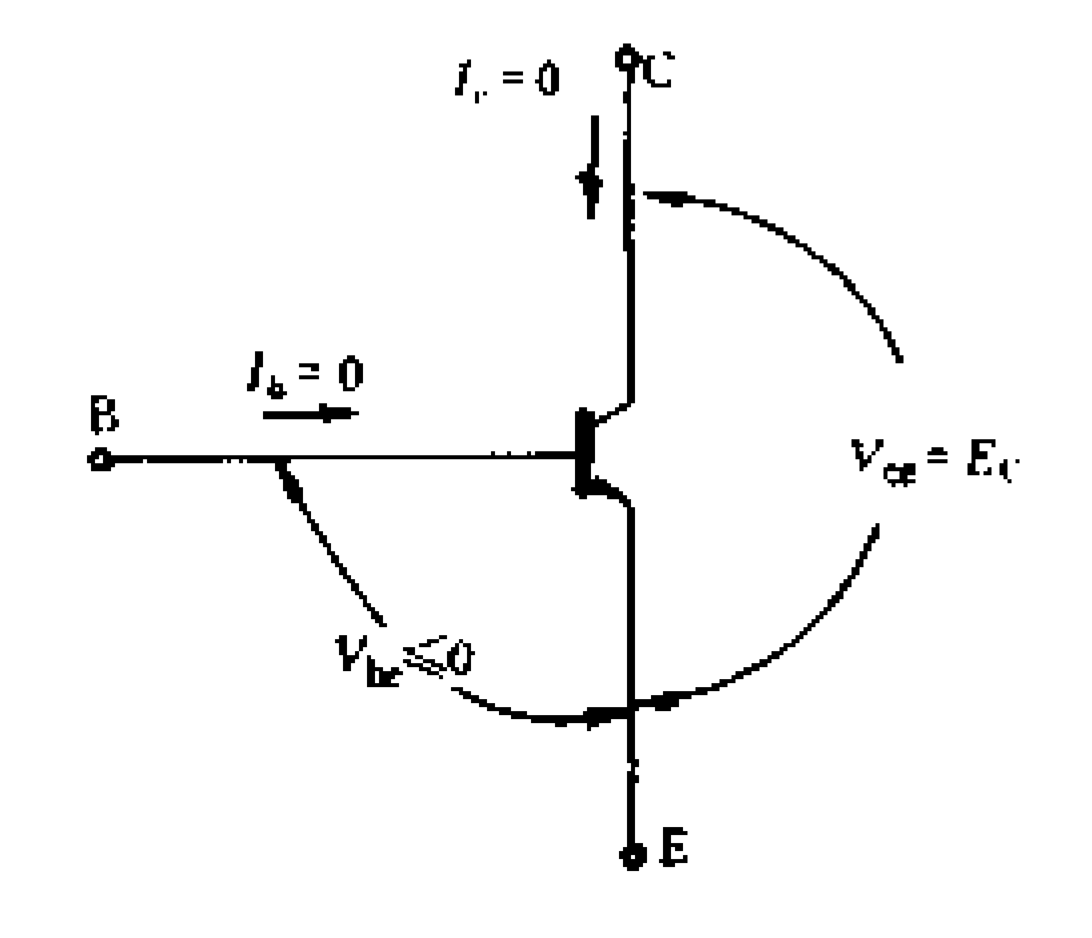


图 8－7　晶体管的截止

(3) 晶体管的截止。如图 8－7所示，给晶体管的发射结外加反向电压，则 $V_{be}<0$，$I_b=0$，$I_c=0$，$V_{ce}=E_c$。这种状态称为晶体管的截止。晶体管截止的主要特征是：发射结与集电结均为反向偏置，$I_b=0$。

2. 晶体管的开关应用

在脉冲与数字电路中，晶体管在输入脉冲信号的控制下时而饱和，时而截止，相当于开关时而接通，时而断开，如图 8－8 所示。当输入正脉冲时，晶体管饱和，相当于一个接通的开关；当输入负脉冲时，晶体管截止，相当于一个断开的开关。这种晶体管无触点开关的重要特点，就是开关速度极快，可由每秒数千次到几百万次。

3. 最基本的晶体管开关——反相器

图 8－9 所示是脉冲与数字电路中最基本的晶体管开关，称为晶体管反相器。

当基极无信号输入时(相当于基极对地短路，$V_{sr}=0$)，晶体管的 $V_{be}<0$，发射结反向偏置，晶体管截止，集电极输出电压 $V_{sc}=E_c$(高电位)。当输入一个正的脉冲，脉冲幅度足够大时，$V_{be}>0$，$I_b>I_{bs}$，管子由截止变为饱和，此时集电极输出电压 $V_{sc}=V_{CES}\approx 0$(低电位)，并且这种状态一直维持到输入脉冲消

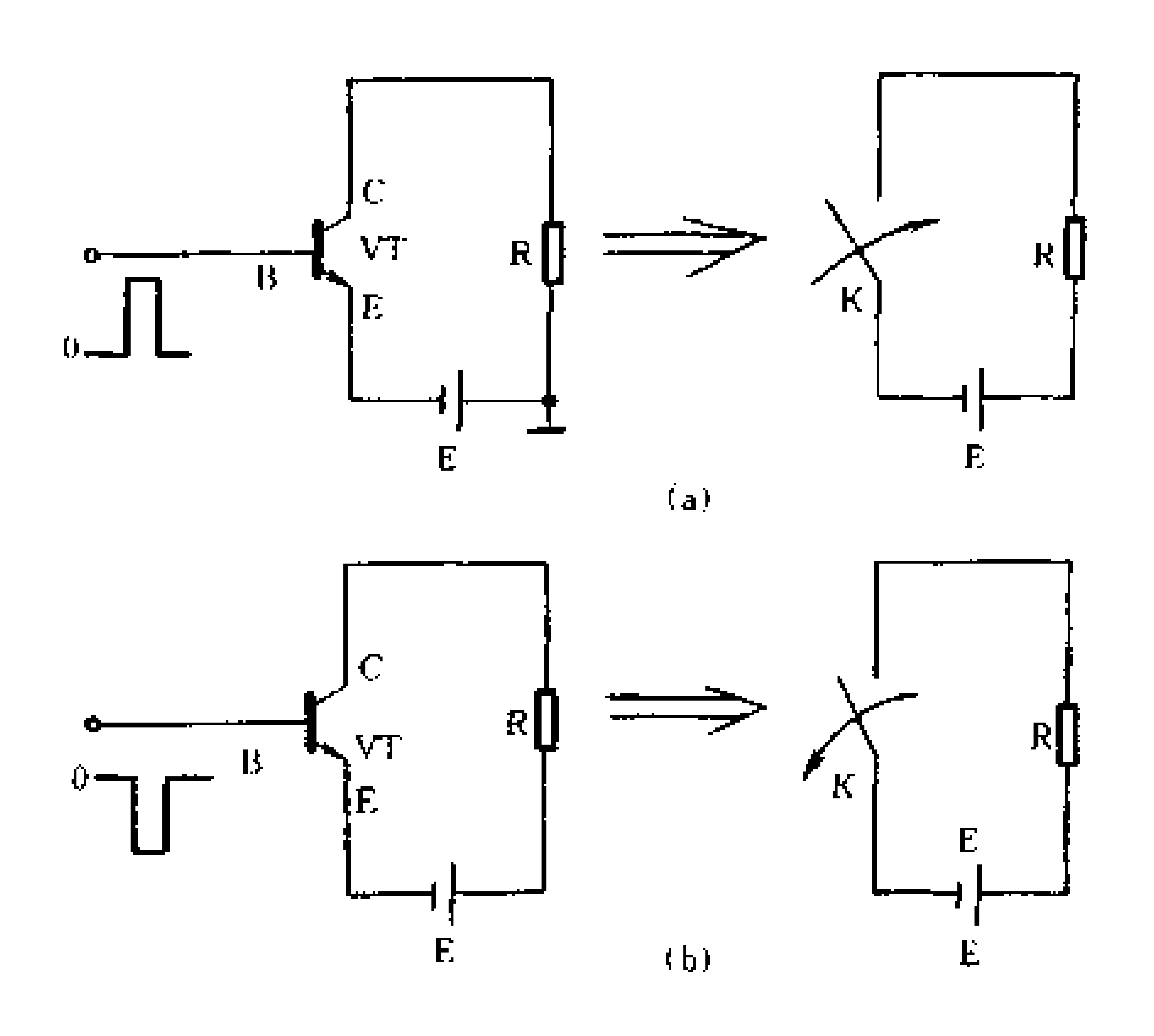


图 8-8　晶体管的开关应用

失。输入正脉冲一消失，输出电压也就从零上升到 E_c，管子又复截止。这就是说，平时开关线路是断开的，进来一个正脉冲时线路就接通。

从图 8-9 所示电路的输出与输入波形来看，它们的相位正好相反，反相器即由此得名。晶体管反相器虽然是一种开关电路，但输出脉冲的幅度比输入脉冲的幅度大得多，脉冲信号获得了"放大"。需要指出，这种放大作用不同于

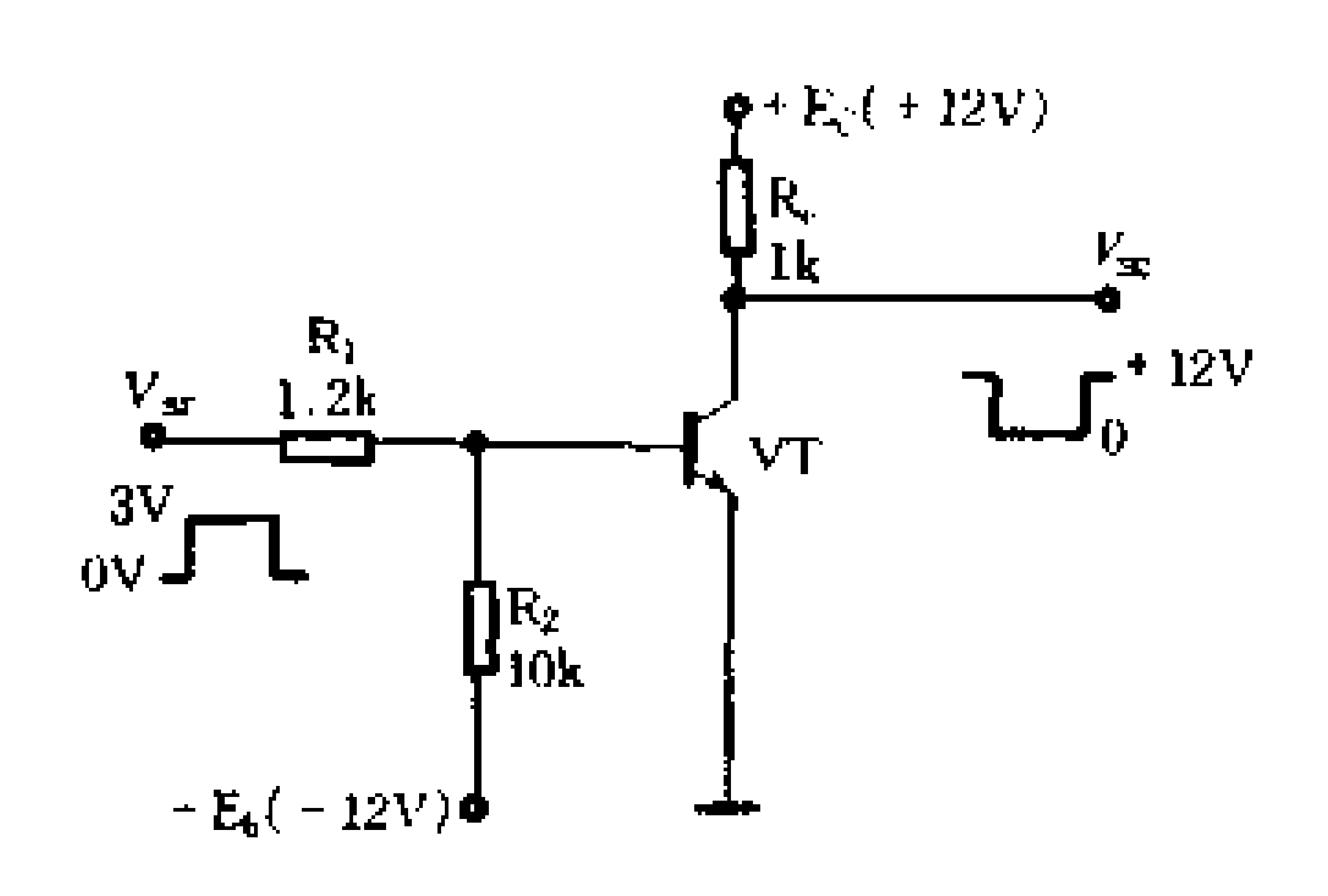


图 8-9　晶体管反相器

一般放大器，晶体管反相器的输出脉冲幅度不随输入而变化，它总是保持一定的数值。

第二节　逻辑代数与逻辑电路

数字电路的基本单元是逻辑电路（组合逻辑电路与时序逻辑电路），逻辑代数是设计与分析逻辑电路的数学工具。本节简要地介绍逻辑代数与逻辑电路的基础知识，使读者掌握逻辑电路的分析方法。

逻辑代数又叫布尔代数，它的变量称为逻辑变量，可用字母A、B、C……表示，但变量的取值却只有两种，即逻辑"0"和逻辑"1"。"0"和"1"称为逻辑常量。必须说明，这里的0和1是表示事物矛盾双方的一种符号。例如，它们可以表示电位的高低、信号的有无、晶体管的饱和与截止，等等。逻辑0和1本身没有数值意义，更不能比较它们的大小。

一、逻辑代数中的三种基本运算

逻辑代数共有加法、乘法和否定三种运算，这三种基本逻辑运算都可以由相应的逻辑门电路来实现。

1. 逻辑加（"或"运算）

逻辑加运算又叫"或"运算，它表示一种特定的逻辑关系：决定一件事情的各种条件中，只要有一个条件得到满足，这件事就会发生。

表8-1　　或逻辑真值表

A	B	C	L
0	0	0	0

续表

A	B	C	L
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

为了把逻辑加运算具体化，用图8－10所示电路来说明。这里用三个并联的开关控制一盏灯。A、B、C三个开关中至少有一个接通，灯就能亮。如果我们把开关接通记作逻辑“1”，开关断开记作逻辑“0”；灯亮记作逻辑“1”，灯灭记作逻辑“0”；则可以列成表8－1。这种把所有可能的条件组合及对应结果一一列出来的表格，称为“真值表”。“或”逻辑可用下面的逻辑表达式表示：

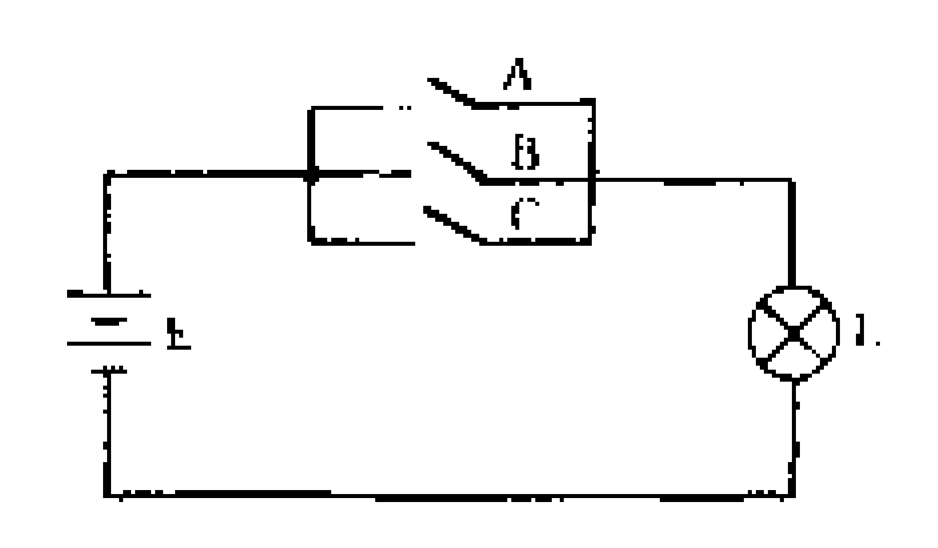


图8－10 “或”逻辑举例

$$L = A + B + C$$

式中，A、B、C是进行运算的逻辑变量，“＋”是“或”运算符号，L是A、B、C的逻辑和，它也是一个逻辑变量。在逻辑代数中，我们把上述逻辑关系写成代数式的形式，叫逻辑代数式。逻辑代数式是某种特定的逻辑关系的一种数学表达形式。所以，逻辑运算法则也是与某种特定的逻辑关系相一致的。

或逻辑用逻辑加来表示，可写成

$$L = A + B$$

符合或逻辑关系的逻辑加的运算法则是：

$$0 + 0 = 0,\quad 0 + 1 = 1,\quad 1 + 1 = 1$$

$$A + 0 = A,\quad A + 1 = 1,\quad A + A = A$$

实现逻辑加的电路叫或门，若以 A、B、C 为输入信号，L 为输出信号，则或门电路的逻辑符号如图 8－11 所示。对于或门来说，几个输入端中只要有一个输入为 1，输出就是 1；只有当所有的输入端都是 0，输出才是零。

2. 逻辑乘（"与"运算）

逻辑乘又叫"与"运算，它表示一种特定的逻辑关系：只有决定一件事情的全部条件都能满足时，这件事情才能发生。

我们以图"8－12"进行说明。三个开关串联控制一盏灯。

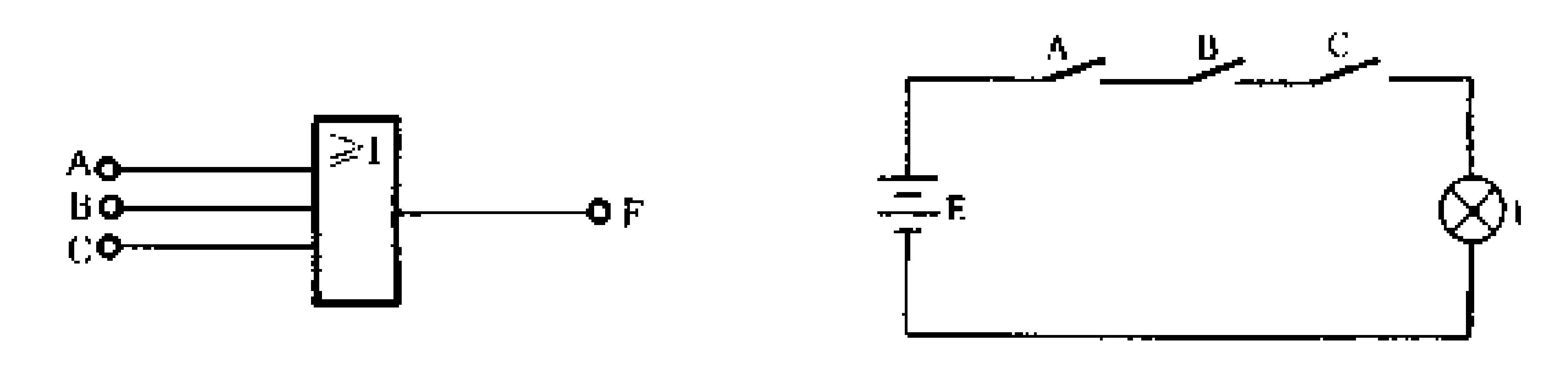


图 8－11　或门符号

图 8－12　"与"逻辑举例

显然，只有当三个开关 A、B、C 全部接通时，灯才能亮。同样可以把上述逻辑关系列成真值表（表 8－2），并用下列逻辑表达式表示

$$L = A \times B \times C$$

或

$$L = A \cdot B \cdot C$$

式中，A、B、C 是进行运算的逻辑变量，"×"是"与"运算符号，L 是 A、B、C 的逻辑积。根据"与"逻辑关系，可以得到逻辑乘的运算法则

$$0\times0=0,\quad 0\times1=0,\quad 1\times0=0$$
$$1\times1=1,\quad A\times0=0,\quad A\times1=A$$
$$A\times A=A$$

表 8－2　　与逻辑真值表

A	B	C	L
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

实现逻辑乘的电路叫与门。若以 A、B、C 为输入信号，L 为输出信号，则与门电路的逻辑符号如图 8－13 所示。对于与门来说，只有当所有的输入端都为 1 时，输出才是 1；如果有一个输入端为零，输出就是零。

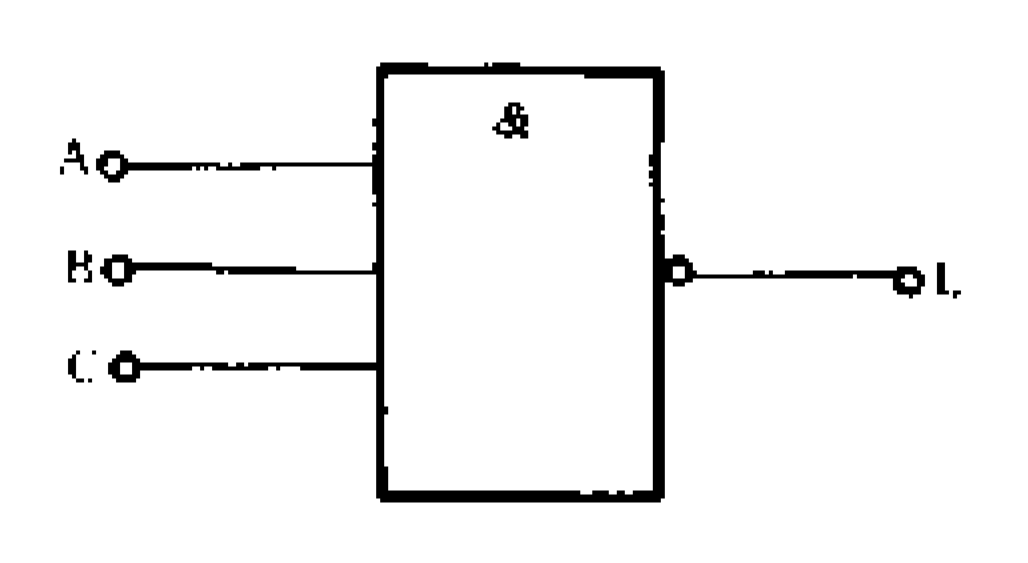


图 8－13　与门符号

3．逻辑否定（“非”运算）

逻辑否定又叫“非”运算。我们仍以简单的照明线路为例来说明。通常，在照明线路中，开关接通时灯就能亮，但若按图 8－14 所示的接线方式，则开关接通时灯不亮，开关断开时灯反

而亮。若把开关接通记作“1”，开关断开记作“0”；灯亮记作“1”，灯不亮记作“0”，则可列出真值表（表 8－3），并可用下列逻辑表达式表示

$$L = \overline{A}$$

通常，A 称为原变量，$\overline{A}$ 叫反变量。显然，逻辑“0”与逻辑“1”的关系可写成

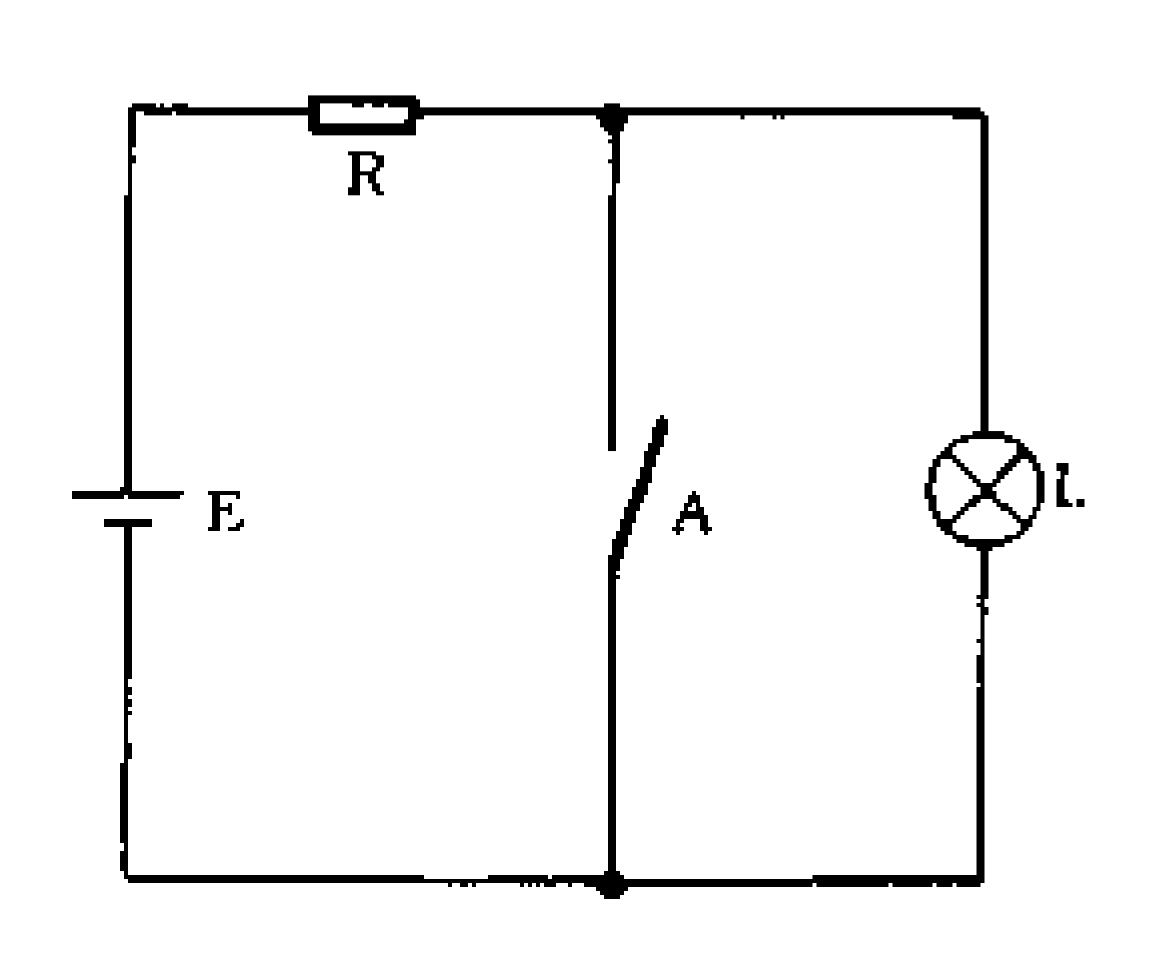


图 8－14 “非”逻辑举例

$$\overline{0} = 1, \quad \overline{1} = 0$$

$$A + \overline{A} = 1, A \cdot \overline{A} = 0, \overline{\overline{A}} = A$$

表 8－3 非逻辑真值表

A	L
0	1
1	0

实现逻辑非的电路叫非门（图 8－15）。非门的输出与输入永远是反相关系。

二、复合门电路

1. “与非”门

“与非”门是由一个“与”门和一个“非”门串联组成的复合门，它是数字集成电路的基本单元。与非门的输入逻辑变量 A、B、C 与输出逻辑变量之间的关系可用逻辑函数式表示

$$L = \overline{A \cdot B \cdot C}$$

表 8－4 是它的真值表，图 8－16 所示是它的逻辑符号。

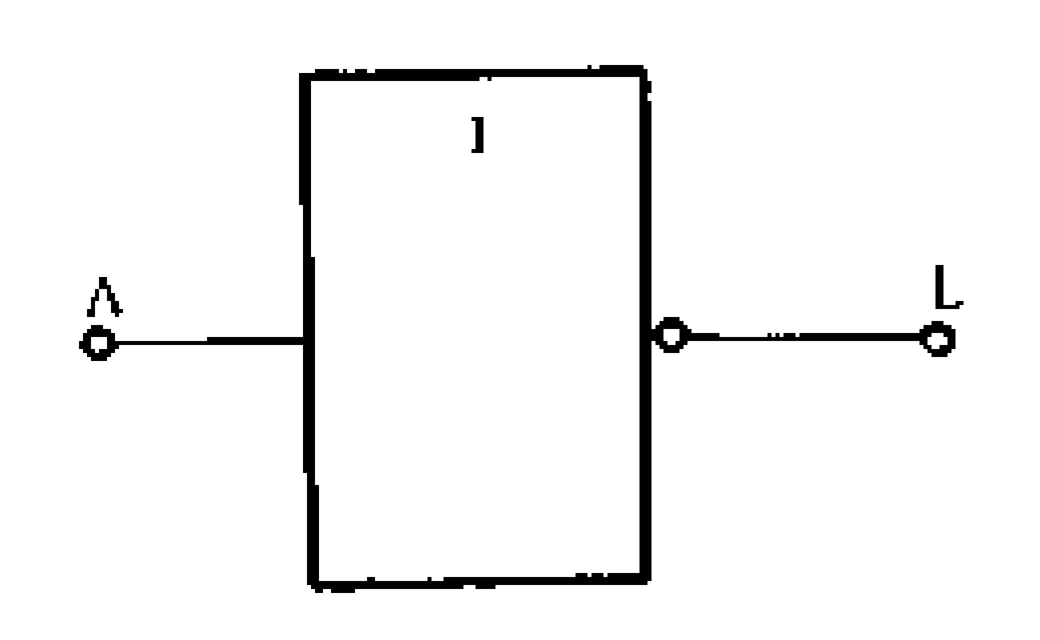


图 8－15　非门符号

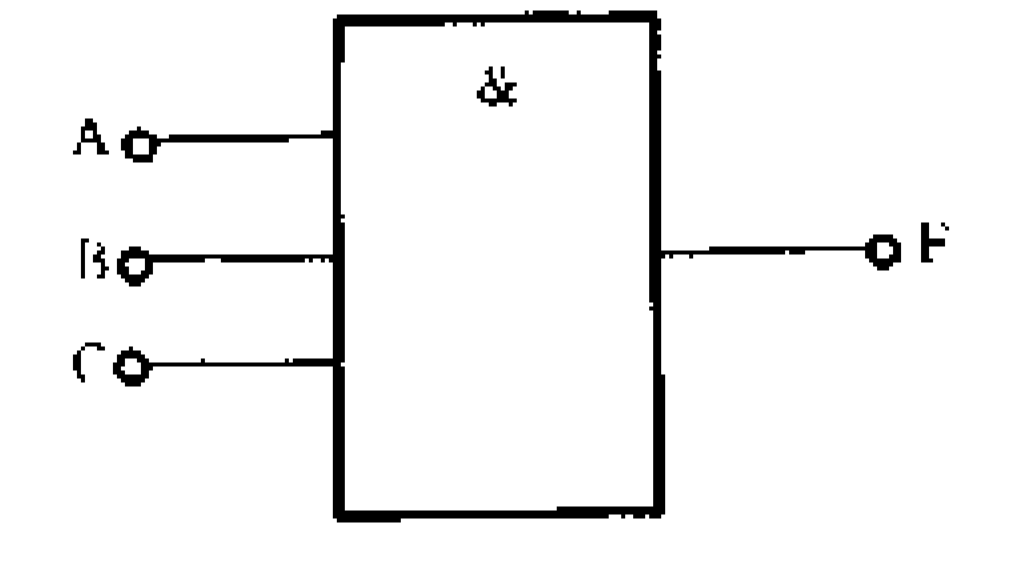


图 8－16　与非门逻辑符号

表 8－4　　与非门真值表

A	B	C	L
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

与非门的逻辑功能是，当所有的输入端都为 1 时，输出才为 0；只要有一个输入端为 0，输出就是 1。

2. “或非”门

“或非”门是由一个“或”门与一个“非”门串联组合成的复合门，它的输入、输出之间的逻辑关系可以列出逻辑函数式，即

$$L = \overline{A + B + C}$$

它的真值表及逻辑符号如表 8－5 及图 8－17 所示。

表 8－5　　或非门真值表

A	B	C	L
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

或非门的逻辑功能是，只要有一个输入端为 1，输出就是 0；只有所有的输入端都是 0 时，输出才是 1。

3. "与或非"门

"与或非"门可以看作是两个"与"门和一个"或非"门串联组合成的复合门，它的逻辑表达式为

$$L = \overline{A \cdot B + C \cdot D}$$

其真值表如表 8－6 所示，图 8－18 所示为其逻辑符号。

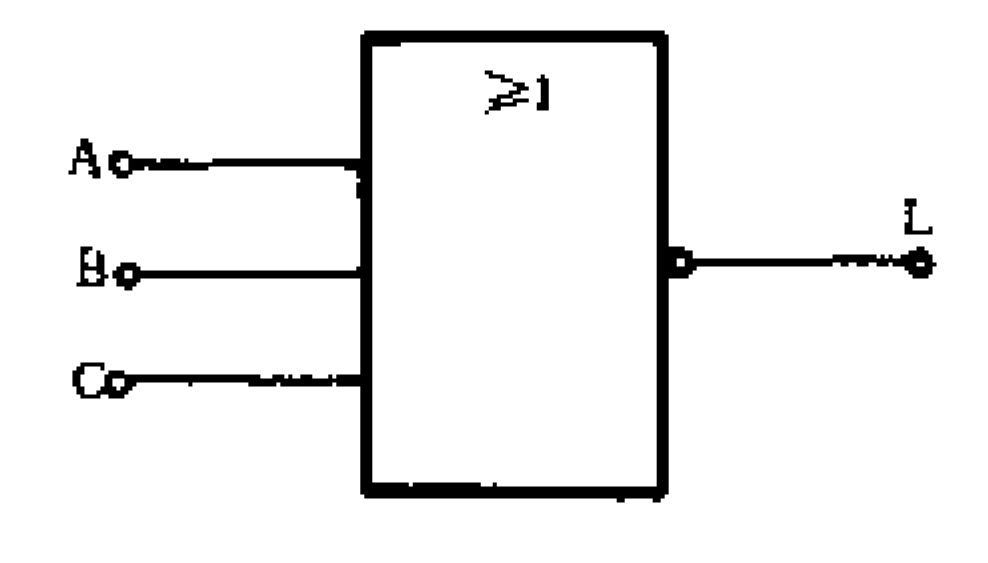


图 8－17　或非门逻辑符号

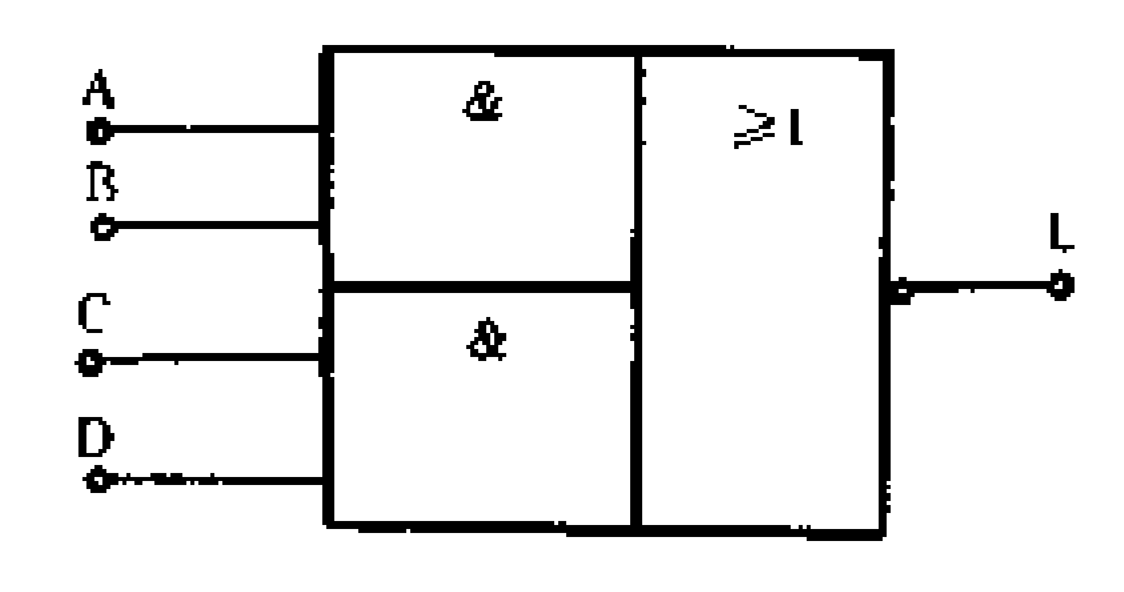


图 8－18　与或非门逻辑符号

表 8－6　　与或非门真值表

A	B	C	D	L
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

4．同名门

同名门又叫“同或门”、“异或非门”。它的功能是可对两个输入信号 A 和 B 进行比较，判断它们是否相同。当 A 和 B 相同，即同为 1 或同为 0 时，输出 L 为 1；当 A 和 B 不相同，即一个为 1，另一个为 0 时，输出 L 为 0。它的真值表列于表 8－7。

表 8-7　　同名门真值表

输入	A	0	1	0	1
	B	0	0	1	1
输出	L	1	0	0	1

图 8-19 所示是同名门的逻辑图及符号，对应的逻辑表达式为

$$L = A \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B}$$

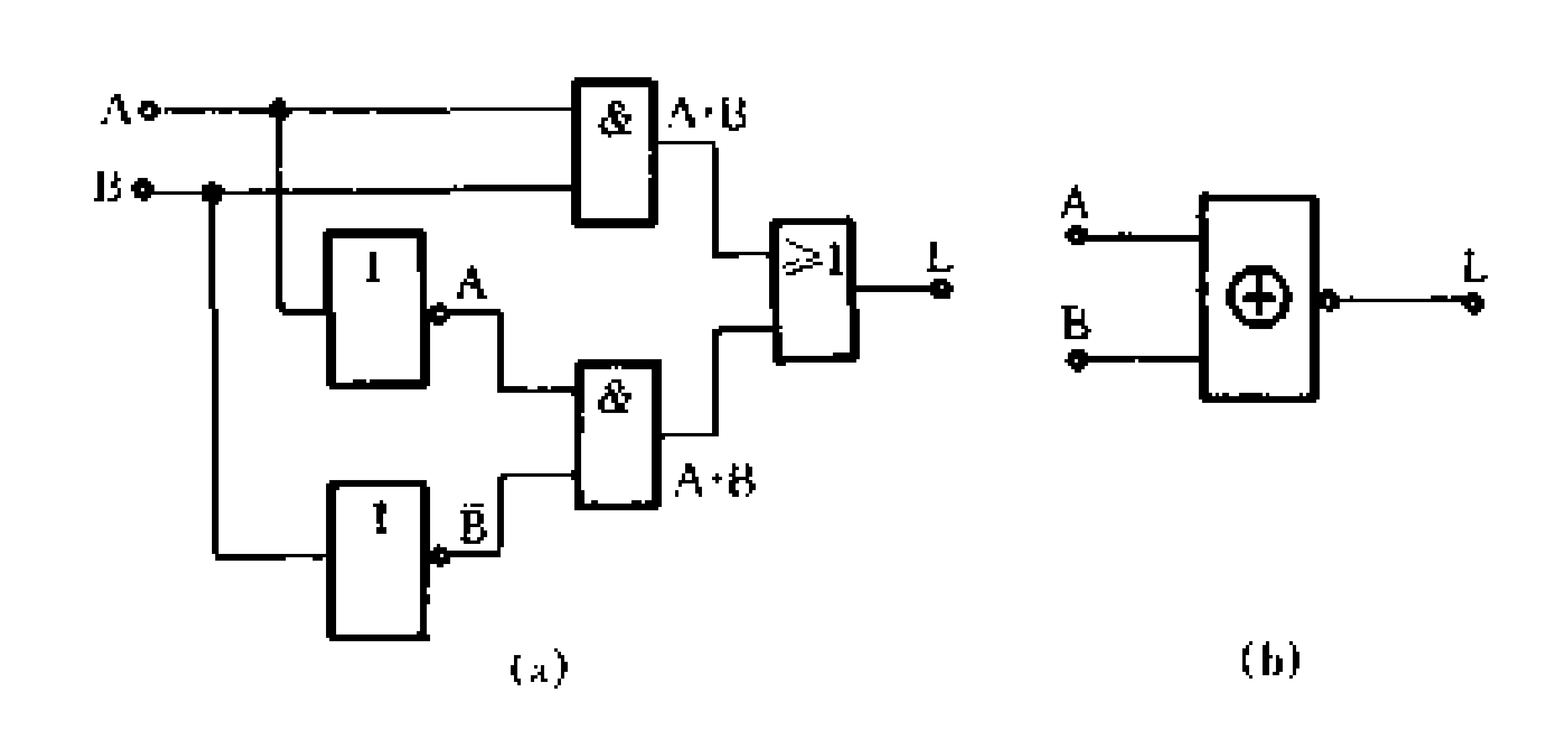


图 8-19　同名门逻辑图及符号

5. 异名门

异名门又叫异或门、模二和电路。它的功能是把两路输入信号进行比较，判断它们是否不同。当两路输入信号不同，即一个为 1 另一个为 0，输出 L 为 1；反之，当两路输入信号相同时，输出 L 为 0。

表 8-8 是异名门的真值表。

表 8-8　　异名门真值表

输入	A	0	1	0	1
	B	0	0	1	1
输出	C	0	1	1	0

根据真值表可以列出逻辑表达式

$$L = A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$$

图 8－20 所示是它的逻辑图和电路符号。

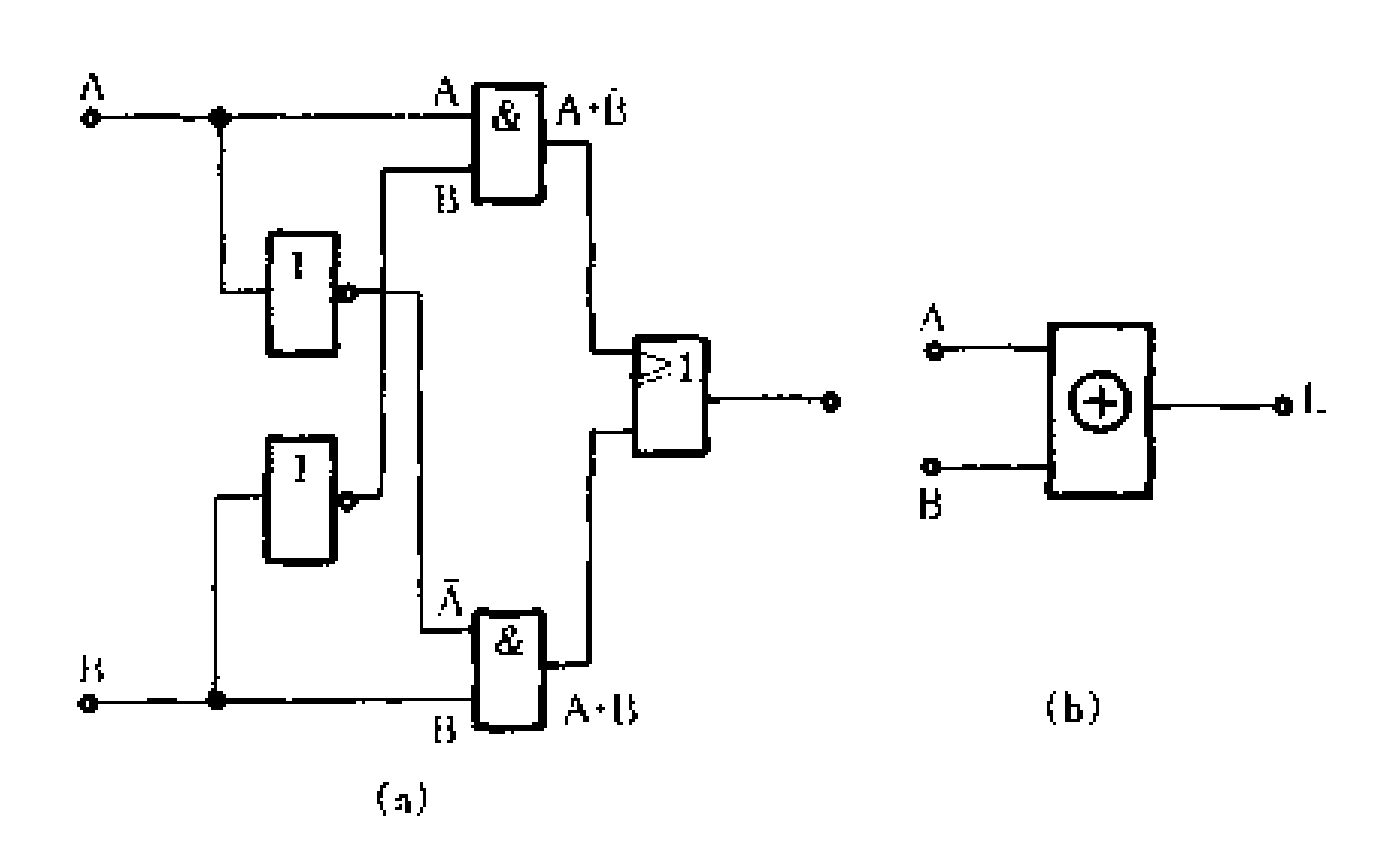


图 8－20　异名门的逻辑图和符号

三、逻辑代数的基本定律

通过前面的介绍，大家已经了解，对于每一种逻辑电路，都可以列出相应的逻辑代数表达式；给出一个逻辑表达式，就可以画出相应的逻辑图。在逻辑电路的设计中，运用逻辑代数的知识，对逻辑函数式进行简化，就能得到最为简单合理的逻辑电路。

下面介绍逻辑代数的基本定律。

1. 交换律

$$A + B = B + A \quad A \cdot B = B \cdot A$$

2. 结合律

$$(A + B) + C = A + (B + C)$$

$$(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$$

3. 分配律

$$A + (B \cdot C) = (A + B)(A + C)$$

$$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C)$$

4. 吸收律

$$A + A \cdot B = A$$

$$A \cdot (A + B) = A$$

$$A + \bar{A} \cdot B = A + B$$

$$A \cdot (\bar{A} + B) = A \cdot B$$

5. 全同律

$$A + A = A \qquad A \cdot A = A$$

$$\bar{A} + A = 1 \qquad \bar{A} \cdot A = 0$$

6. 反演律(狄摩根定理)

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$

上述基本定律,都可以根据基本运算法则,利用真值表加以证明。

四、运用逻辑代数设计逻辑电路

下面举例说明如何运用逻辑代数进行逻辑电路的设计。

1. 半加器的设计

表 8-9　　半加器真值表

A	B	H′	J′
0	0	0	0

续表

A	B	H′	J′
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

在电子计算机的运算器中，半加器和全加器是基本逻辑部件，它们能完成一位二进制数相加。在二进制加法运算中，要实现第一位数的加法，运算电路必须有两个输入：被加数 A 和加数 B。两个输出：和数 H′与向高位的进位数 J′。这样的运算电路叫半加器，图 8－21 所示是它的逻辑符号。半加器的真值表列于表 8－9中。

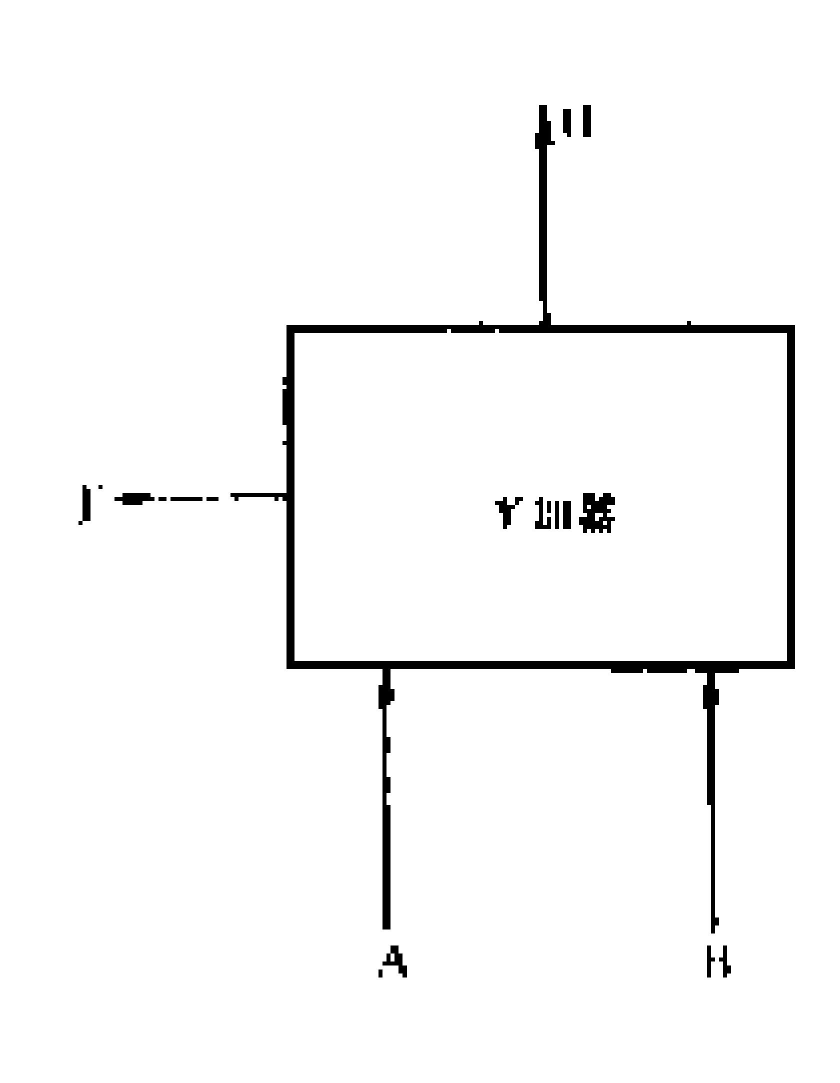


图 8－21　半加器符号

由真值表可以分别列出 H′、J′与 A、B 之间函数关系的逻辑表达式

$$\begin{cases} H' = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B} \\ J' = A \cdot B \end{cases}$$

显然，$H' = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B}$ 是异名门（模二和电路）的逻辑表达式，$J' = A \cdot B$是与门的逻辑表达式。由此可以画出半加器的逻辑图，如图 8－22 所示。

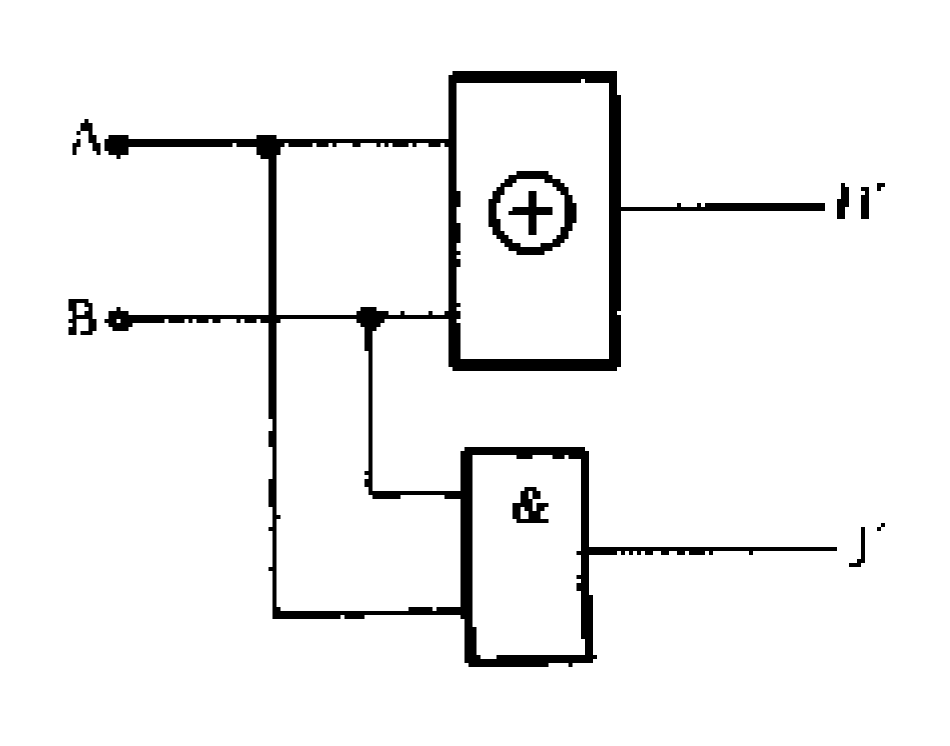


图 8－22　半加器的逻辑图

2. 全加器的设计

全加器的作用是实现二进制

数第二位以上的各位数加法，除被加数 A、加数 B 外，同时还要加上低位的进位数 J*。输出 H 是 A、B、J* 相加之和。J 是相加所得向高位的进位。图 8－23 所示是全加器的逻辑符号。根据全加器的逻辑功能，可以列出如表 8－10 所示的真值表。

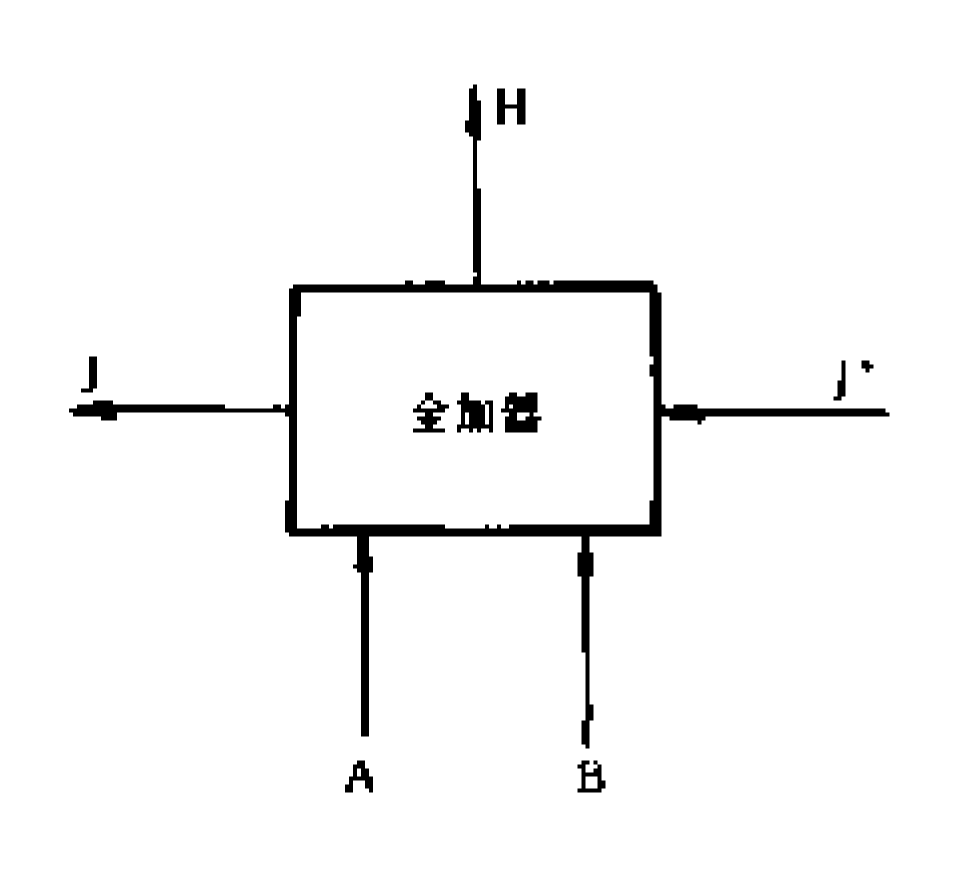


图 8－23　全加器逻辑符号

表 8－10　全加器的真值表

A	B	J*	H	J
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

根据全加器的真值表，可以写出它的逻辑表达式，即

$$H = \bar{A}\bar{B}J^* + \bar{A}BJ^* + A\bar{B}J^* + ABJ^*$$

$$J = \bar{A}BJ^* + A\bar{B}J^* + AB\bar{J}^* + ABJ^*$$

将上列两式进行变换与简化，可得

$$H = (\bar{A}B + A\bar{B})J^* + (\bar{A}\bar{B} + AB)J^*$$

$$J = (\bar{A}B + A\bar{B})J^* + AB$$

上两式中,$(\bar{A}B+A\bar{B})$是异名门的逻辑表达式,在半加器中相当于半加和 H′,而$(\overline{AB}+AB)$进行变换,得

$$\overline{AB}+AB=\overline{\overline{\overline{AB}+AB}}=\overline{\overline{\overline{AB}}\cdot\overline{AB}}$$

$$=\overline{(A+B)}\cdot\overline{(\bar{A}+\bar{B})}=\overline{\bar{A}B+A\bar{B}}$$

$$=\overline{H'}$$

于是

$$H=H'J^{*}+H'J^{*}\text{(半加器逻辑表达式)}$$

$$J=H'J^{*}+AB$$

这说明,全加器可由两个半加器组合而成。H′是半加器输入量 A、B 的半加和,A·B 是半加器向高位的进位数。然后,H′与 J^{*} 又是一个半加器的两个输入量,其半加和为 H,向高位进位数 J 为$(H'J^{*}+AB)$。由此可绘出全加器的逻辑图,如图 8-24 所示。

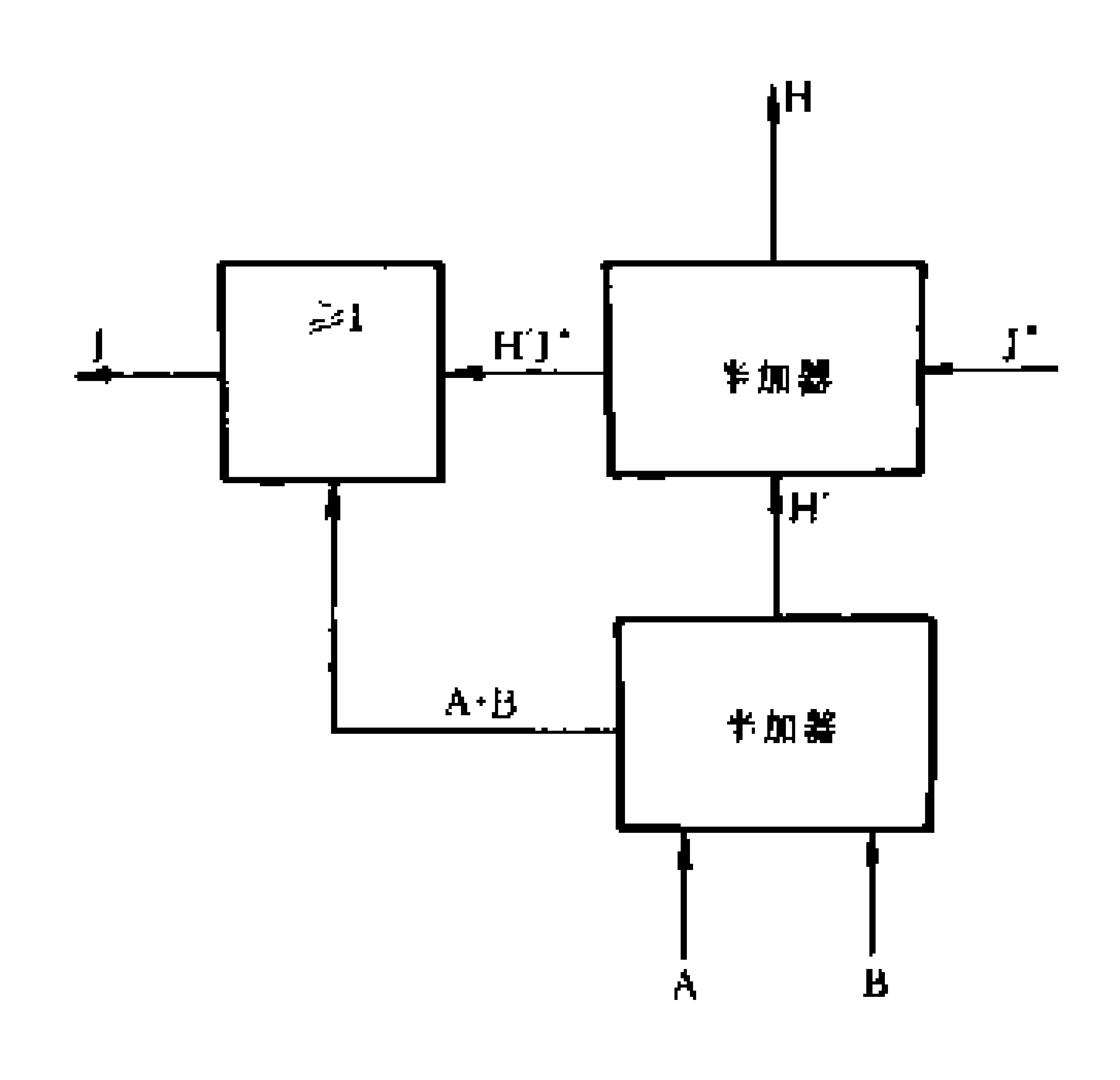


图 8-24 全加器的逻辑图

第三节　集成门电路

上一节介绍了最基本的逻辑电路：与门、或门、非门和复合门电路。所谓门电路，就是一种能控制信号“通过”与“不通过”的开关电路。门电路的特点是，其输入和输出的信号只取两个离散的数值，就电位而言，就是低电位和高电位。若高电位用“1”表示，低电位用“0”表示，称为正逻辑；反之，若用“0”表示高电位，用“1”表示低电位，则称为负逻辑。

一、晶体管-晶体管集成电路与非门(TTL)

1. 从分立元件与非门谈起

图 8－25 所示是分立元件与非门电路，它是由一个二极管与门和一个晶体管反相器(非门)组合而成。

先来分析二极管与门的工作原理，这里采用正逻辑：输入信号的高电平为 E，低电平为 0V。电源电压 E_c 大于高电平 E。下面分析在几种不同的输入情况下，L 点的输出情况。

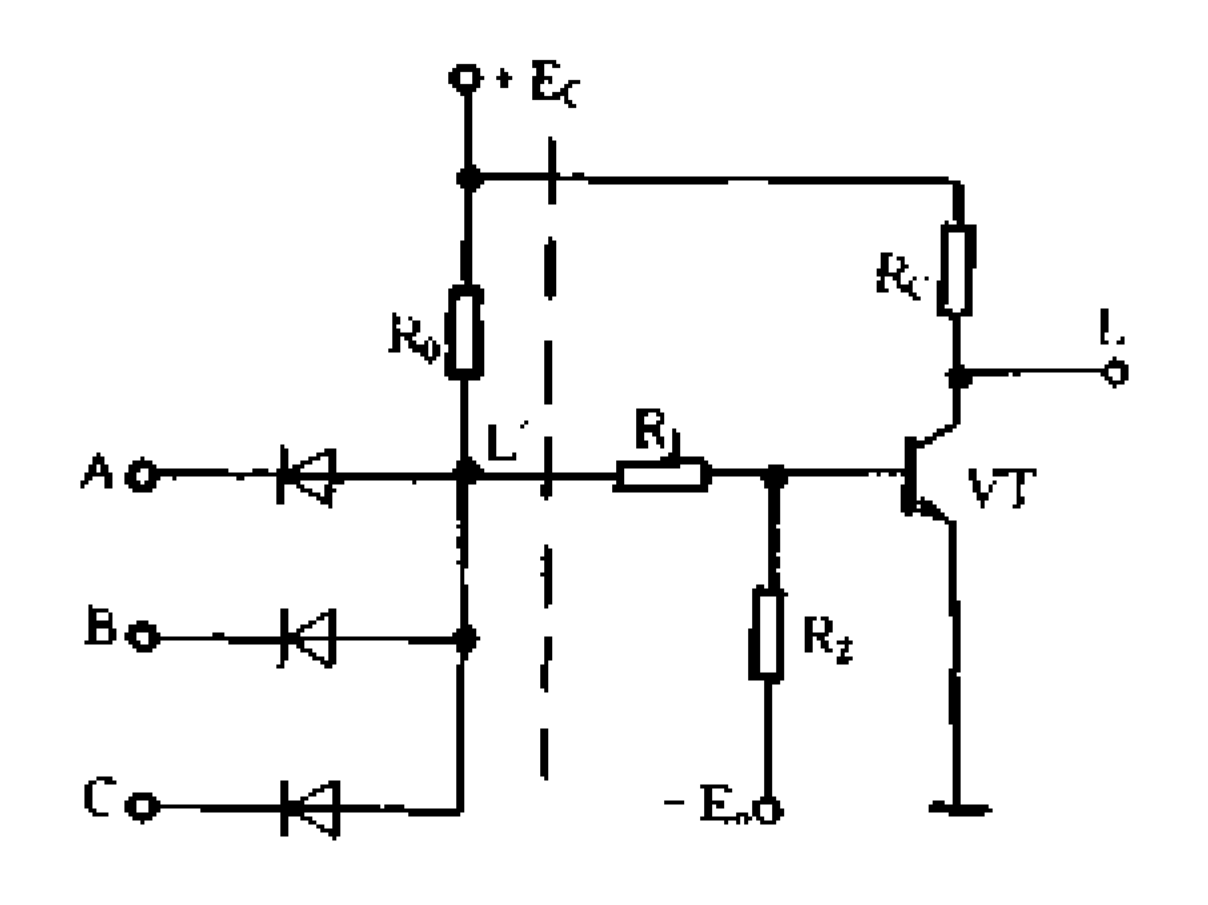


图 8－25　分立元件与非门

(1) 输入端 A、B、C 全为低电位 0V 时，三个二极管均处于正向偏置而同时导通，输出端 L 也处于低电位 0V(忽略二极管的正向压降)。

(2) 输入端有一个(如 A 端)为低电位 0V，其余均为高电位 +E 时，低电位对应的二极管优先导通，L 点被钳位于低电位

0V，迫使其他二极管截止，输出端 L 为低电位 0V。

(3) 当输入端 A、B、C 全为高电位 + E 时，则三个二极管均处于正向偏置而导通，输出端 L 为高电位 + E。

由此可见，用二极管可以组成与门，与门的输出再进入晶体管反相器(非门)反相，就成为与非门，即逻辑函数表达式为

$$L = \overline{A \cdot B \cdot C}$$

2. TTL 与非门的基本工作原理

TTL(I^2L)集成电路与非门的主要特点是采用了多发射极晶体管构成与门，其原理电路如图 8 - 26(a)所示，图 8 - 26(b)所示是它的等效电路。由等效电路可见，TTL 与非门的逻辑功能与分立元件与非门相同，不再赘述。

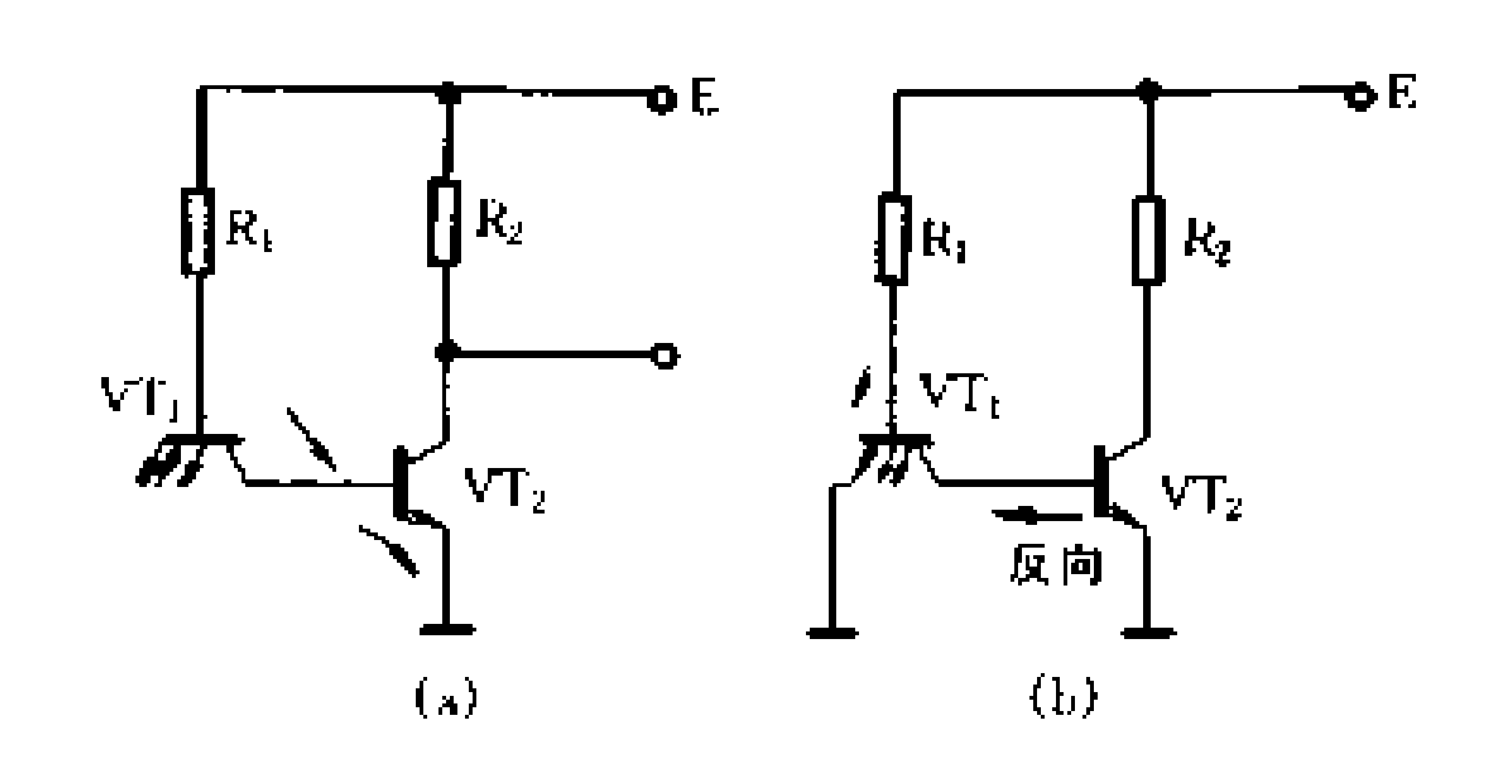


图 8 - 26 TTL 与非门的原理电路

值得注意的是，TTL 与非门采用多发射极晶体管后，利用可贵的"晶体管效应"，可以大大提高门电路的工作速度。如图 8 - 26(a)所示，若起始状态时所有输入端均为高电位，输出为低电位。当某一个输入端由高电位变为低电位的瞬间，反相器 VT_2 仍未脱离饱和，VT_1 导通后的集电极电流 I_{c1} 正好成了 VT_2 的反向基极电流，加速了 VT_2 由饱和向截止转换，提高了与非门的开关速度。

图 8－26 所示的 TTL 与非门的原理电路，抗干扰能力差，负载能力低，实用价值不大。下面介绍一种 TTL 与非门的典型电路。

3. TTL 与非门的典型电路

图 8－27 所示是 TTL 集成电路与非门的典型电路和电路符号。由图可见，它有 5 只晶体管。VT_1 管组成多发射极晶体管与门，VT_2 组成反相器，VT_3、VT_4、VT_5 组成输出极。这里，VT_3、VT_4 是复合管射极跟随器，VT_5 工作于反相器状态，保证输出波形有良好的边沿，提高了与非门的带负载能力。

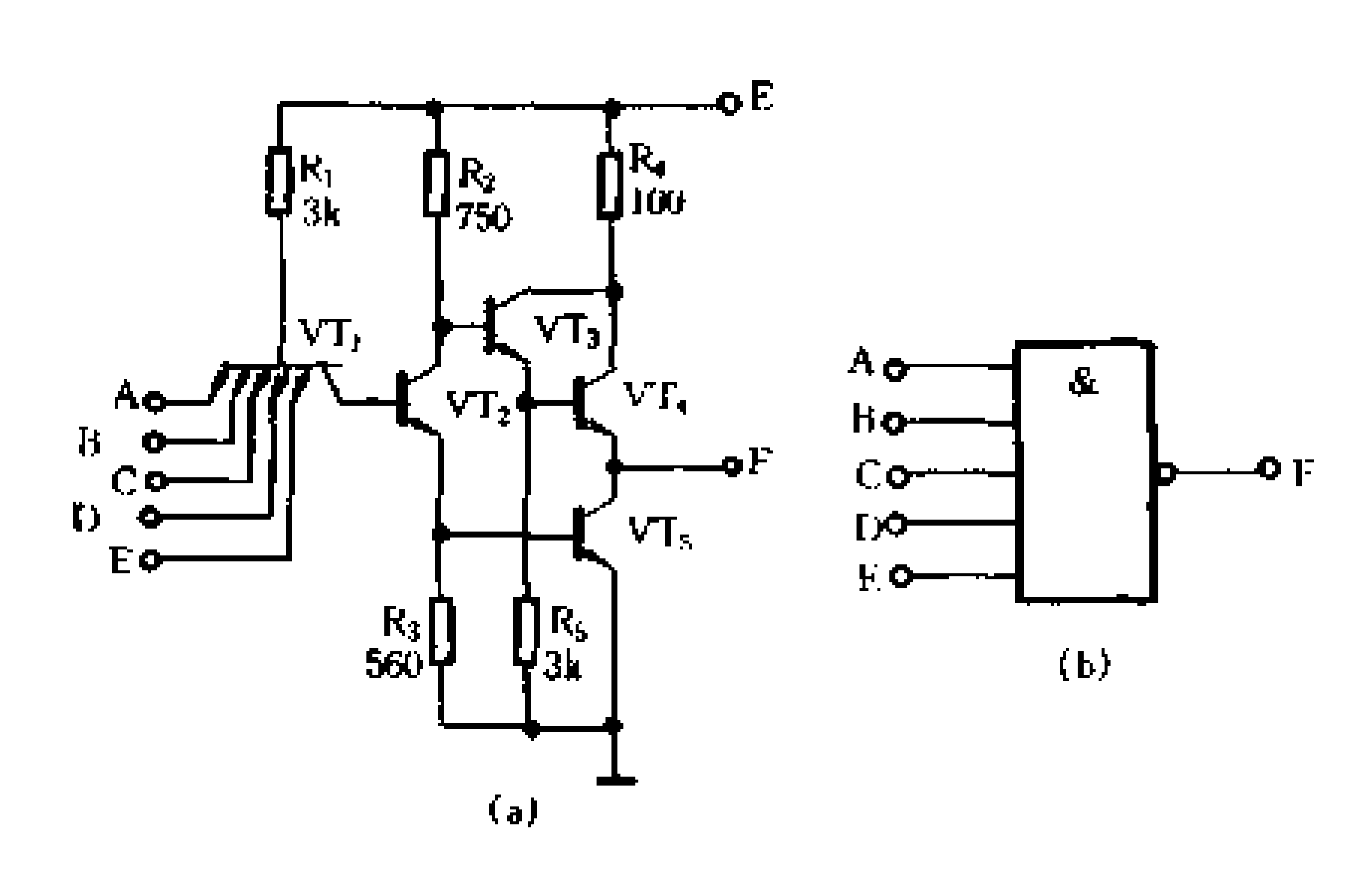


图 8－27　典型的 TTL 与非门及符号

4. 利用 TTL 与非门组成的基本逻辑电路

TTL 与非门具有结构简单、功耗适中、速度较快及使用方便等特点。利用它可以组成各种组合逻辑电路（各种门电路、译码器等）及时序逻辑电路（触发器、计数器、寄存器等）。它被广泛应用于电子计算机、家用电器、数字化仪器仪表及自动控制装置中。

(1) 组成非门。一个 TTL 与非门有多个输入端，如果我们

只利用其中一个输入端，将其余输入端悬空（相当于接高电位），则这一个输入端与输出端之间存在着“非”逻辑关系，可作为非门使用。

(2) 组成与门。TTL 与非门的输出端再串接一个非门，就组成了与门，如图 8－28 所示。其逻辑表达式为：

$$L = \overline{\overline{A \cdot B \cdot C}} = A \cdot B \cdot C$$

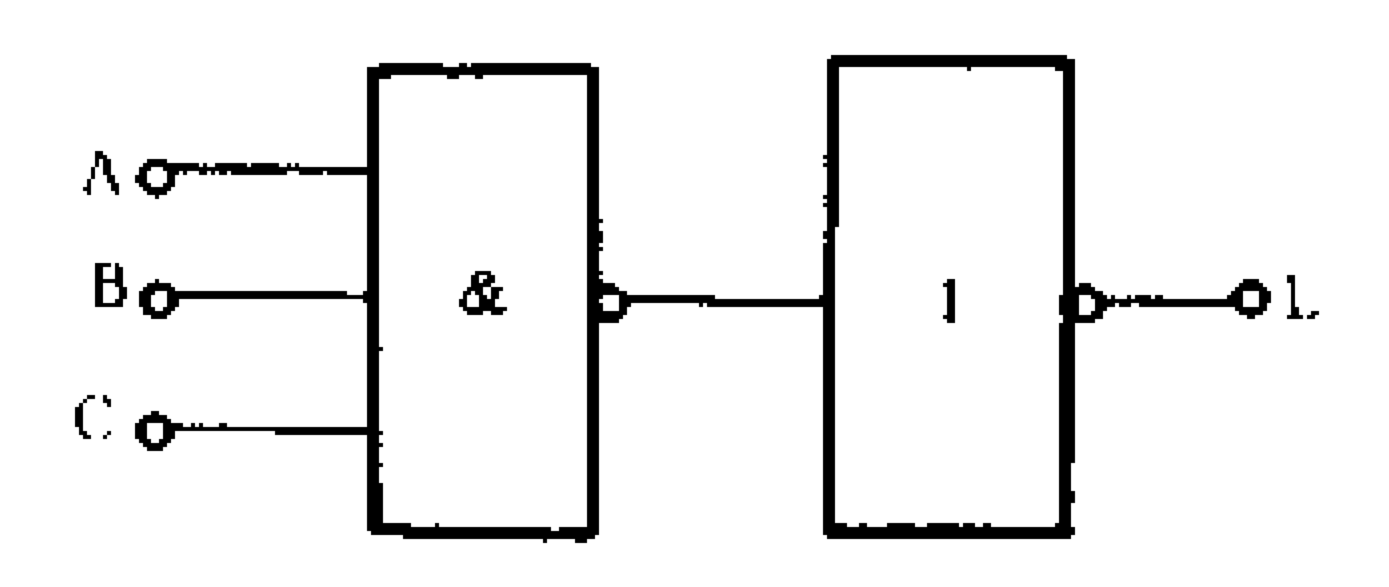


图 8－28　与门的组成

(3) 组成或门。将与非门的各个输入信号分别通过非门反相后，再加到与非门上就构成了或门，如图 8－29 所示。其逻辑表达式为

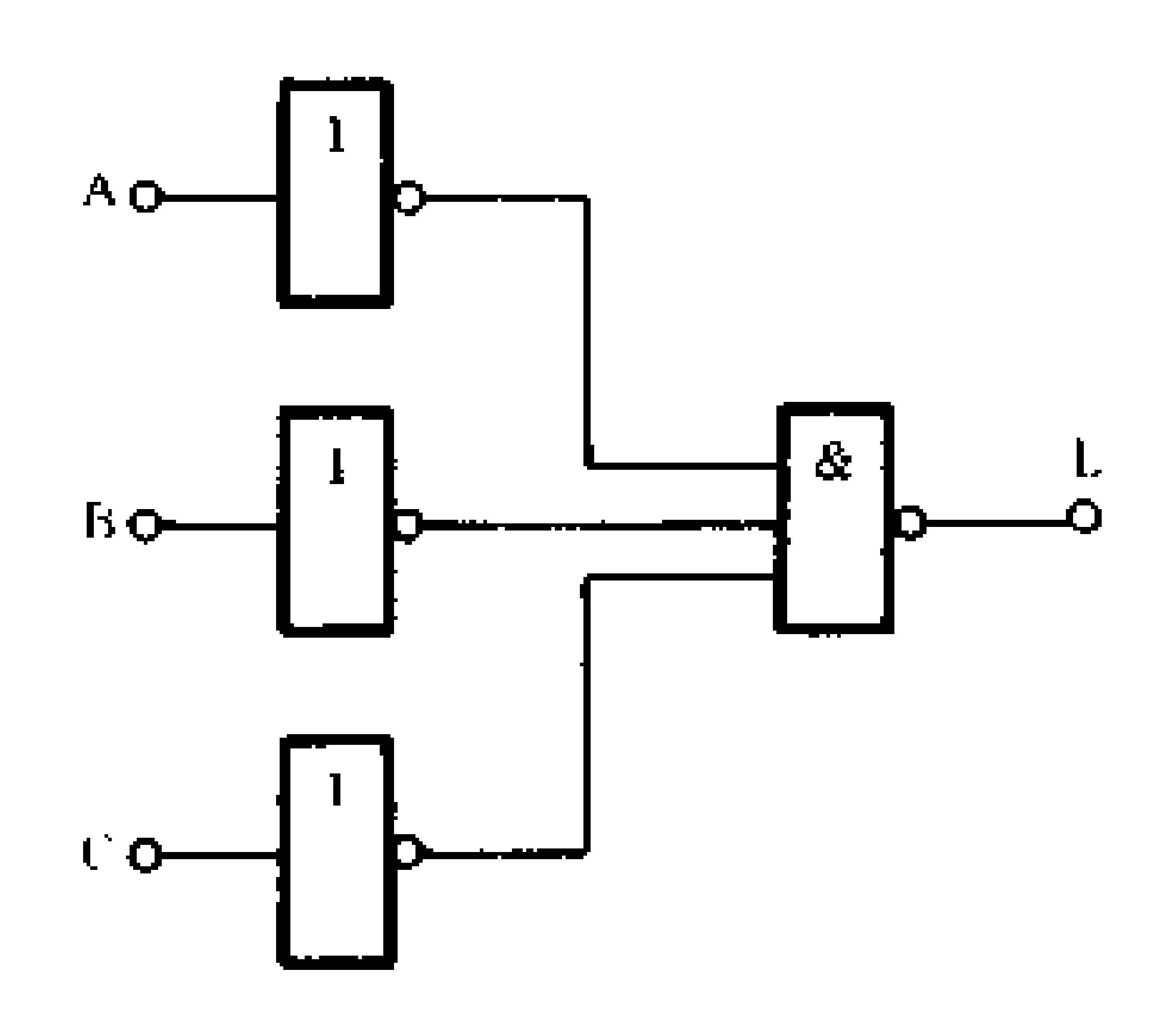


图 8－29　或门的构成

$$L = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}} = A + B + C\text{(用反演律)}$$

二、MOS 集成门电路

MOS 数字集成电路是由绝缘栅场效应管组成的集成电路。MOS 集成电路具有制造工艺简单、集成度高、功耗低、负载能力大、抗干扰能力强等一系列优点，在中、大规模集成电路中得到了广泛的应用。本节先介绍 MOS 集成门电路。

1．MOS 反相器（非门）

在 MOS 集成电路中的反相器，通常是由两个 MOS 场效应管组成，图 8－30 所示是 MOS 反相器的电型电路。图中，VT_1 是输入管（也叫驱动管），VT_2 是负载管，用以代替漏极负载电阻。在设计电路时，使 VT_1 管有较大的跨导（一般为 100μA/V 到 300μA/V）；使 VT_2 的跨导较小（一般为 5μA/V 到 10μA/V）。

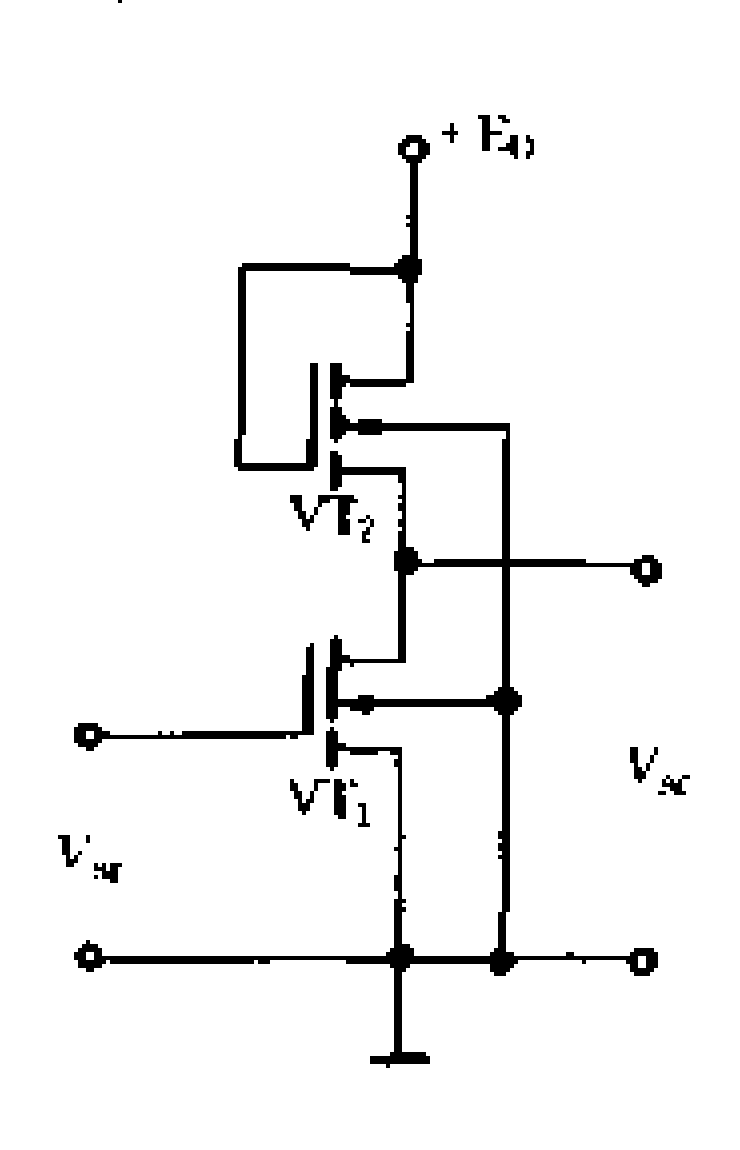


图 8－30 MOS 反相器

由于 VT_2 管的栅极与漏极连在一起接在 E_D 上，所以它始终工作在饱和区，所以这种反相器叫饱和负载反相器。

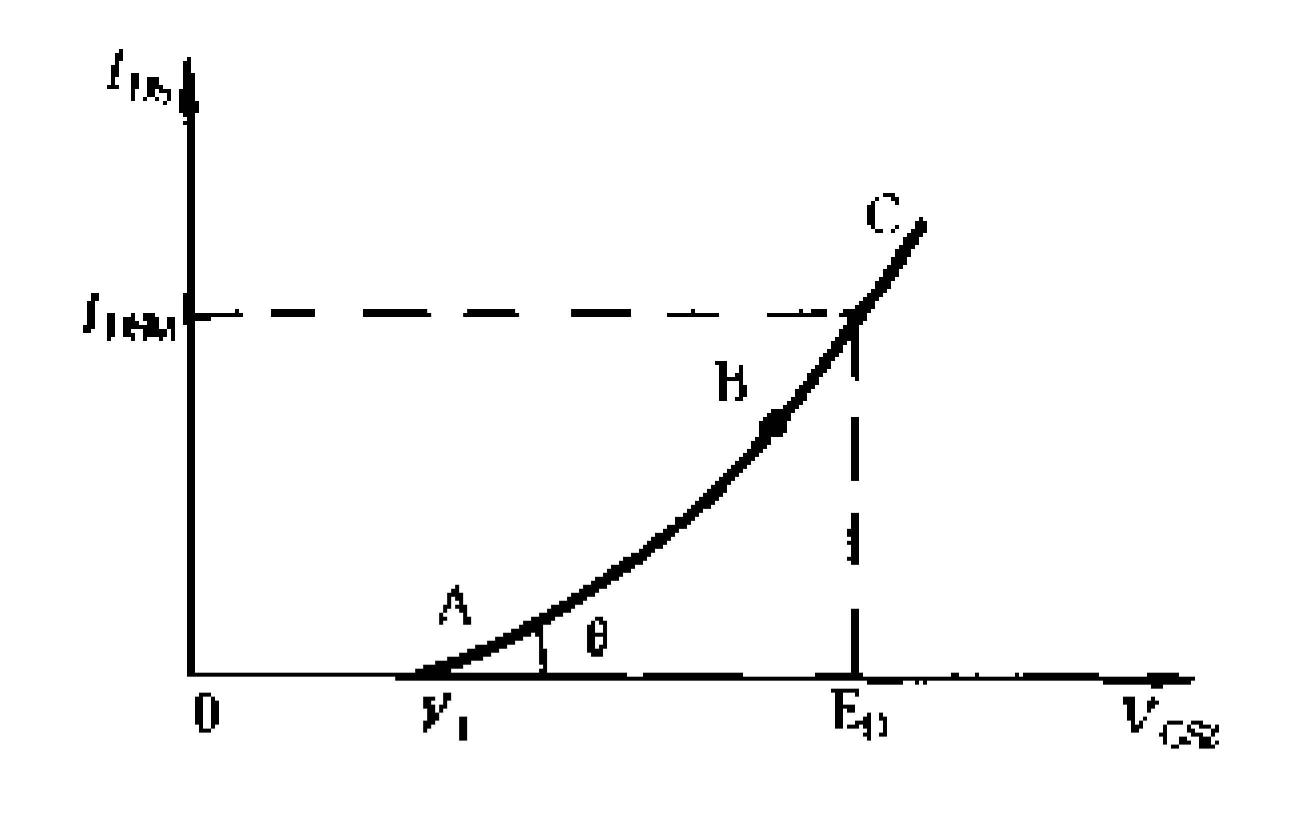


图 8－31 负载管的转移特性

VT_1 管的跨导 g_m 越大，则栅压 V_{GS} 只要比开启电压 V_T 大一点点，漏极电流 I_D 就可能很大，管子便充分导通。VT_2 管的跨导取得很小，图 8－31 所示是它的转移特性

曲线，其跨导为

$$g_{m2} = t_g\theta = \frac{I_{DSM}}{E_D - V_T}$$

g_{m2}很小，意味着 $t_g\theta$ 和 θ 角都很小，等效电阻 $R_{D2} = 1/g_{m2}$就很大（例如，$g_{m2} = 5\mu A/V$，则 $R_{D2} = 200k\Omega$）正好满足电路的要求。

当输入端为高电平“1”时，VT_1 充分导通，它的导通电阻 R_{MOS}很小，管压降也很小，输出为低电平“0”。

当输入端为低电平“0”时，VT_1 截止，其截止电阻 R_{MOS}很大，其上的管压降也较大，输出为高电平“1”。

图 8－32 所示是 MOS 反相器的输入输出波形。输出脉冲的幅度为

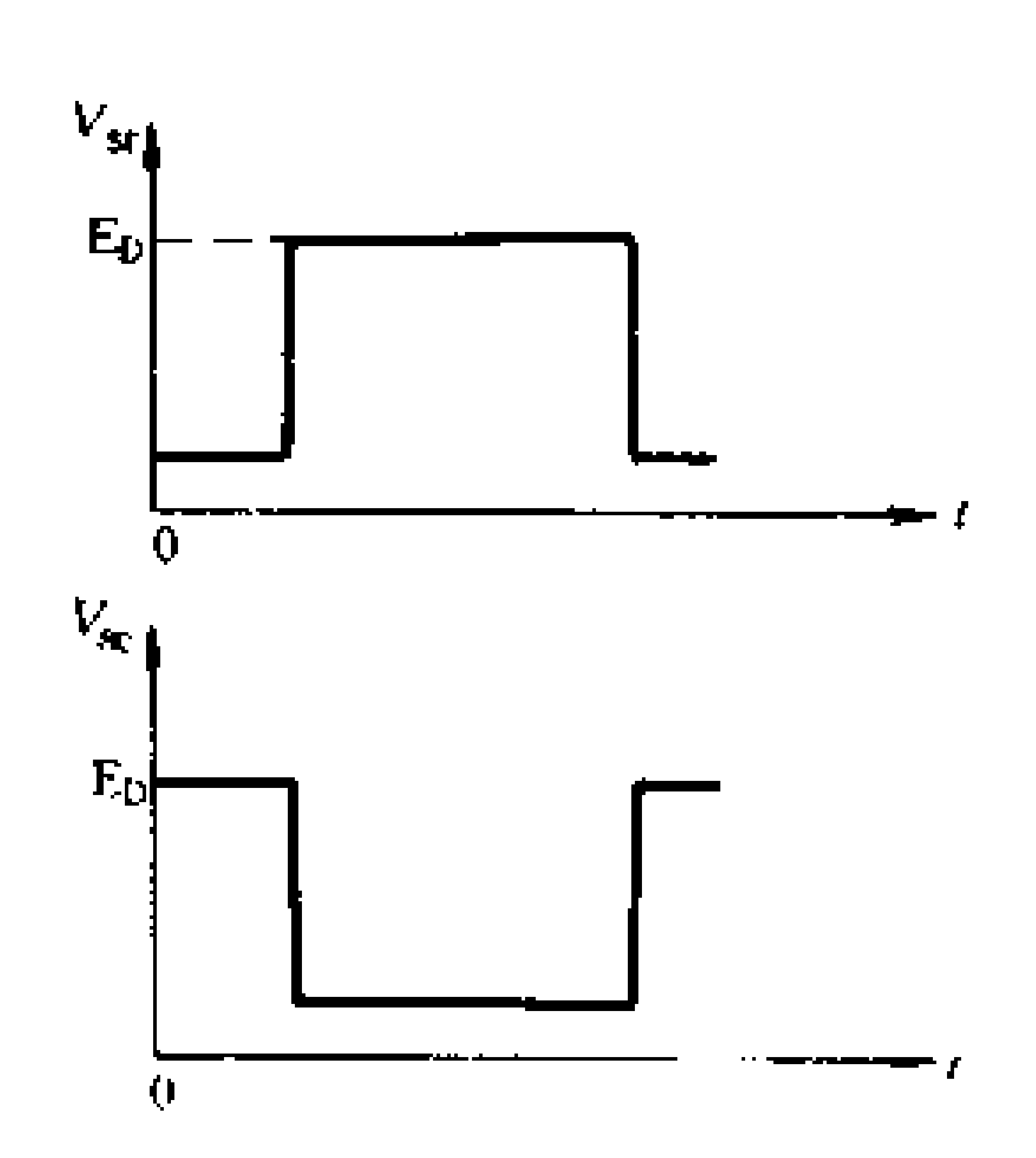


图 8－32　输入输出波形

$$V_{scm} = E_D - V_T$$

2. MOS 门电路

(1) MOS 与非门。图 8－33 所示是 MOS 与非门电路。这个电路由三个 N 沟道 MOS 管构成。VT_3 相当于反相器中的负载管。VT_1、VT_2 串联，作为与非门的两个输入管。输出从 VT_1 管的漏极取出。下面分析这种与非门的逻辑功能。

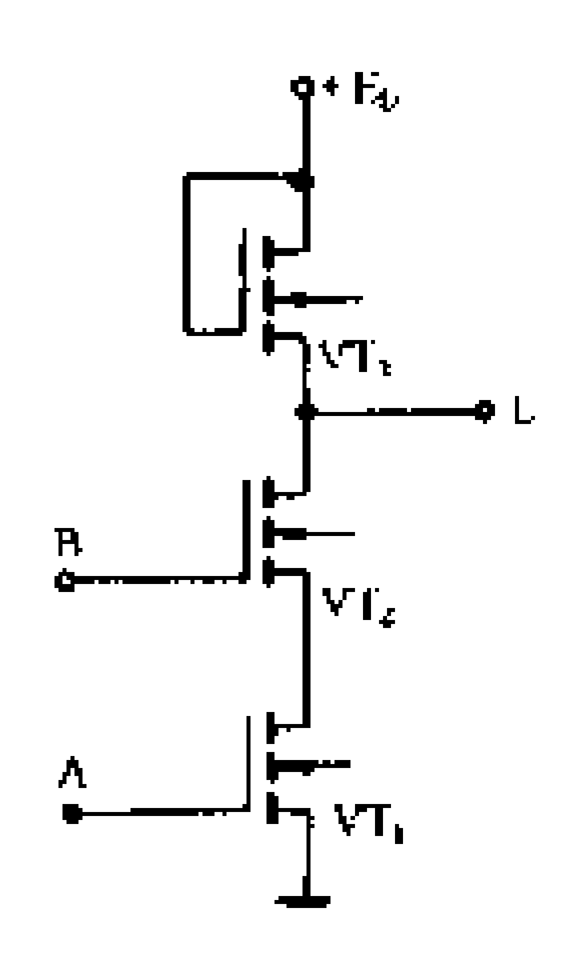


图 8－33　MOS 与非门

a. 当 A、B 两个输入端均为高电平“1”时，VT_1、VT_2 同时导通，具有很小的导通电阻，电源电压大部分降落在负载管上，这时

输出电压近似为零，即输出为低电平“0”。

b. 当 A、B 两个输入端中任一个为低电平“0”，与该输入端相连的 MOS 管截止。因为 VT_1、VT_2 串联，只要有一个管子截止，整个电路就不能导通。这时，输出电压为 $E_D - V_T$，即输出为高电平“1”。

显然，输出 L 与输入 A、B 是“与非”逻辑关系，所以图 8－33 所示电路是一个“与非”门，其逻辑表达式为

$$L = \overline{A \cdot B}$$

(2) MOS 或非门。图 8－34 是 MOS 或非门电路。它的两个输入管 VT_1、VT_2 并联，VT_3 是负载管。下面分析它的逻辑功能。

a. 当 A、B 两个输入端都是低电平“0”时，VT_1 和 VT_2 管都截止，其漏源间具有很高的电阻，所以输出为高电平“1”。

b. 当 A、B 两个输入端中的任何一个为高电平“1”时，与该输入端相连的 MOS 管导通，其漏源间就具有很低的导通电阻，所以输出为低电平“0”。

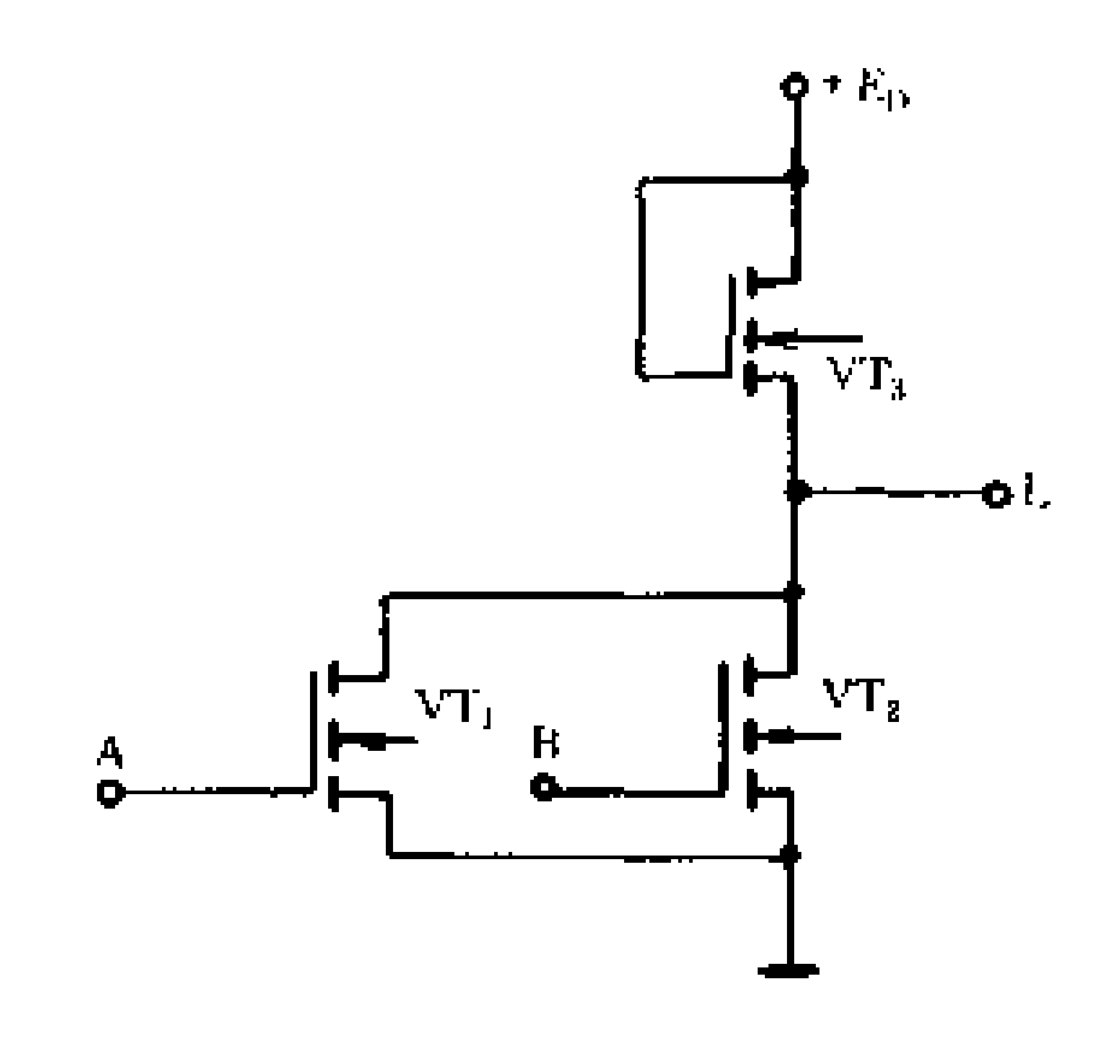


图 8－34　MOS 或非门

显然，输出 L 与输入 A、B 是“或非”逻辑关系，其逻辑表达式为

$$L = \overline{A + B}$$

(3) 与门、或门及与或非门电路

a. MOS 与门：在 MOS 与非门后面再串联一个 MOS 反相器，就成为一个与门，如图 8－35 所示。其逻辑表达式为

$$L = \overline{\overline{A}\cdot\overline{B}} = A \cdot B$$

b. MOS或门：在MOS或非门后面再串联一个MOS反相器，就成为或门（图8-36）。其逻辑表达式为

$$L = \overline{\overline{A+B}} = A + B$$

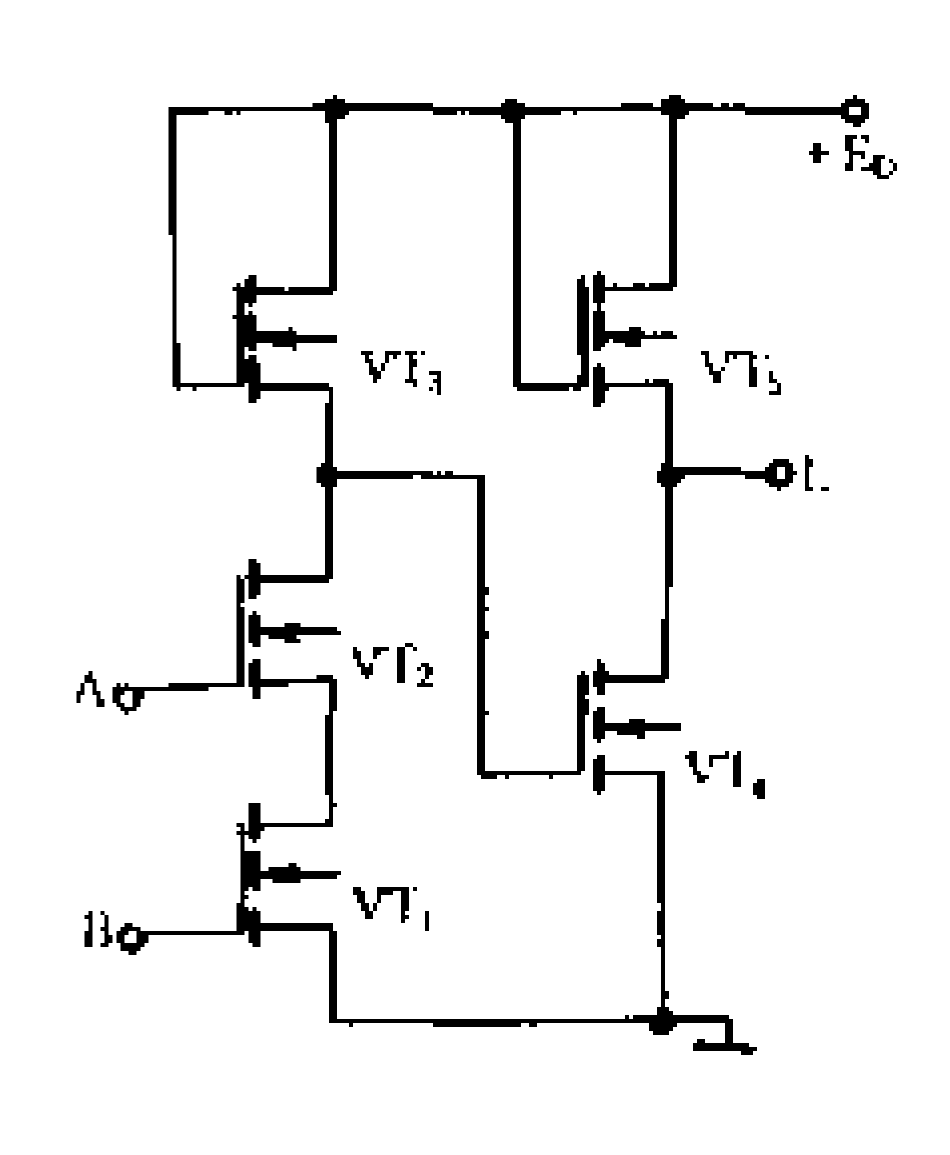


图8-35　MOS与门

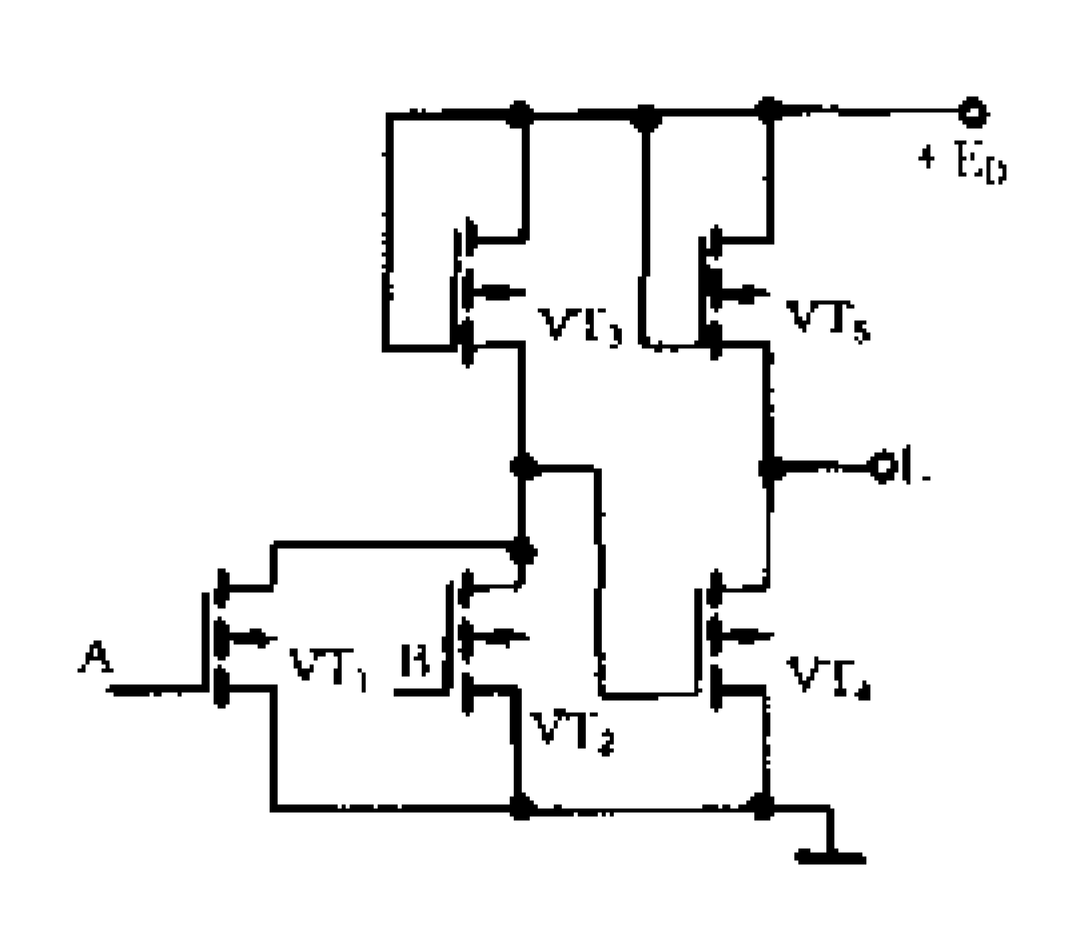


图8-36　MOS或门

c. MOS与或非门：将两个输入管VT_1、VT_2串联后，再与另一个输入管VT_3并联，然后与作为负载管的VT_4相连，如图8-37所示，这就构成了与或非门，其逻辑式为

$$L = \overline{A\cdot B + C}$$

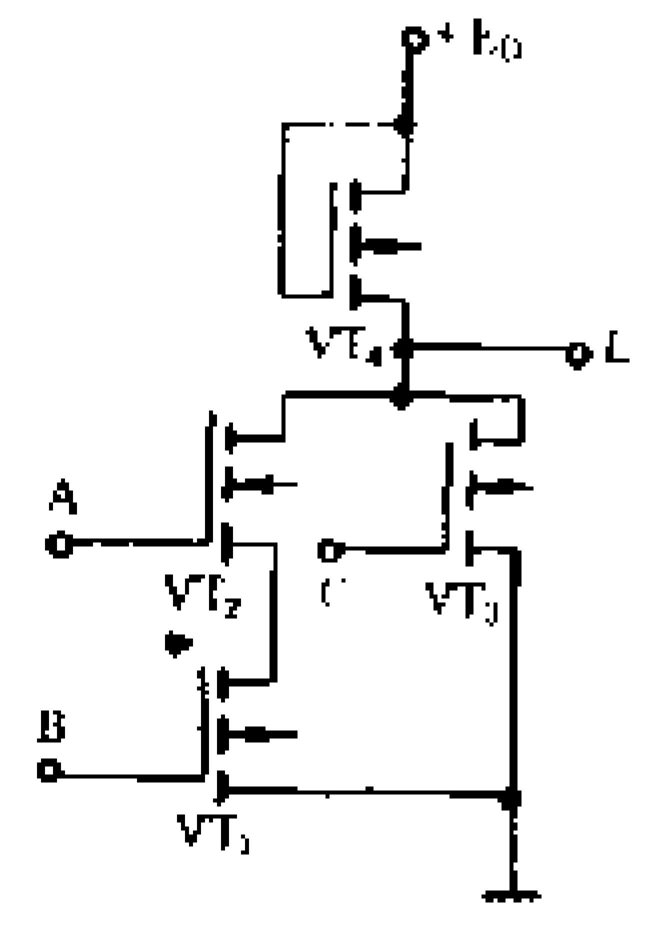


图8-37　MOS与或非门

（4）异名门和同名门电路。MOS异名门电路如图8-38所示。VT_1、VT_2为门管，VT_3为负载管，VT_4、VT_5组成MOS反相器。

当两个输入端都是“1”或都是“0”时，两个门管VT_1、VT_2均不导通（读者自己分析），$\overline{L}$为$(E_D - V_T)$，即高电平“1”，经过反相后，L输出为“0”。

当两个输入端A、B中有一个为“0”，另一个为“1”时，则两

个门管 VT_1 或 VT_2 有一个导通，另一个截止，$\bar{L}$ 为低电平"0"，经过反相后，L 输出为"1"。这就实现了异名门(异或门)的逻辑功能。其逻辑表达式为

$$L = \bar{A}B + A\bar{B}$$

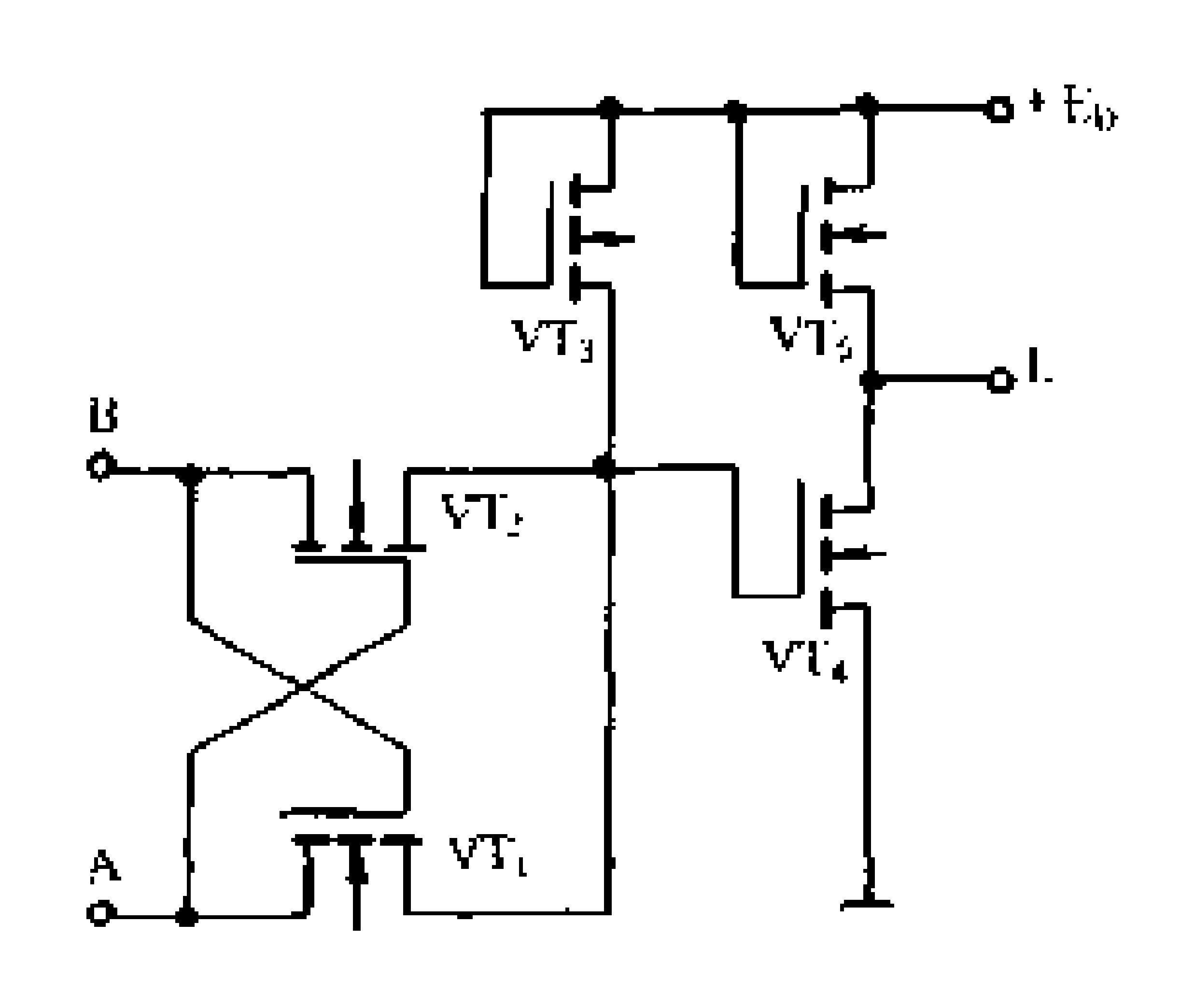


图 8-38　MOS 异名门

如果在上述异名门后面串联一个 MOS 反相器，就成为同名门，用逻辑代数可以证明

$$L = \overline{\bar{A}B + A\bar{B}} = AB + \bar{A}\bar{B}$$

三、CMOS 门电路

CMOS 电路是在 MOS 电路的基础上发展起来的一种互补对称场效应管集成电路。与 MOS 集成电路相比，它具有功耗低、抗干扰能力强和工作速度高等一系列优点，在数字电路中获得了十分广泛的应用。

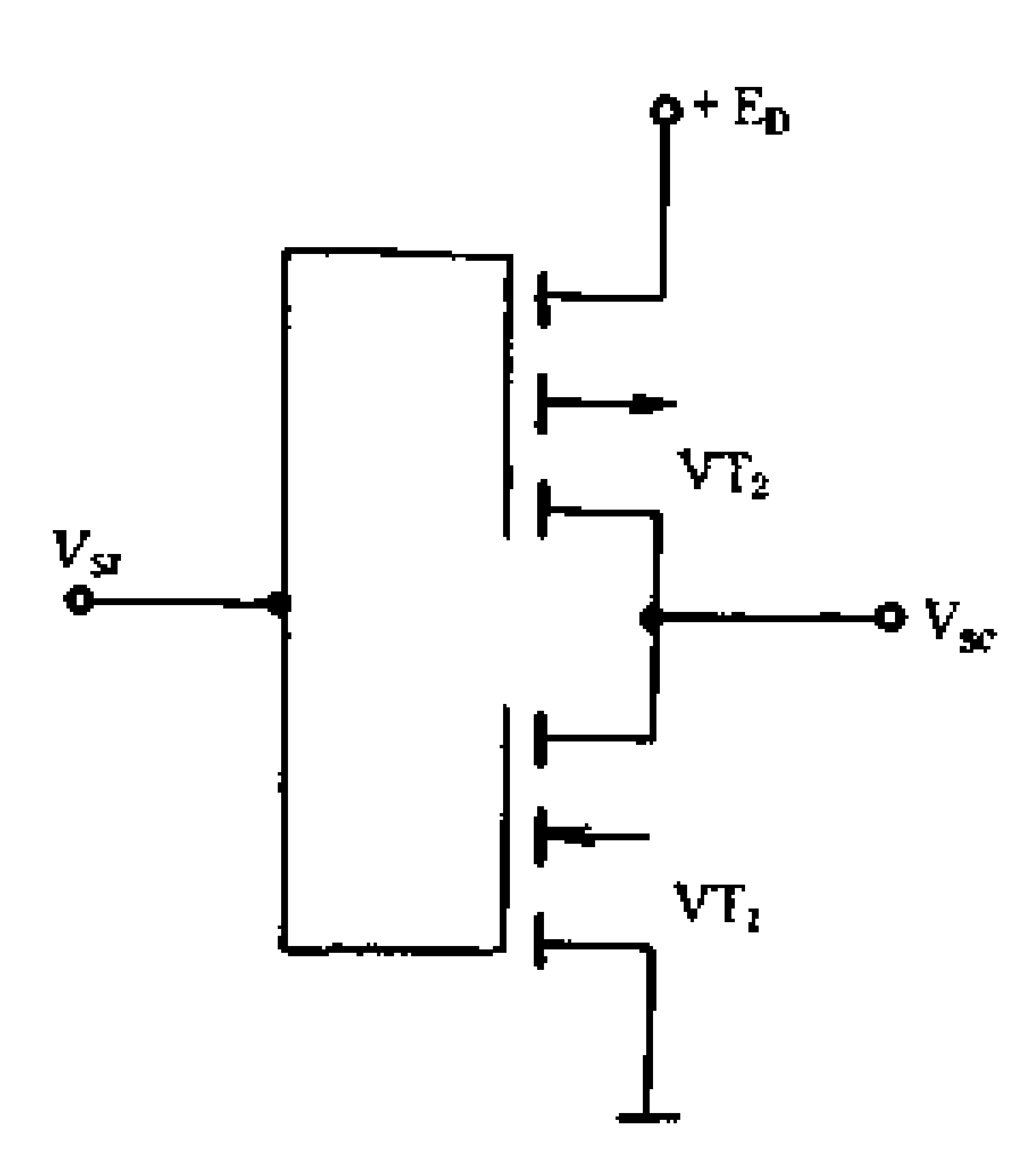


图 8-39　CMOS 反相器

1. CMOS 反相器(非门)

如图 8-39 所示，CMOS 反相器是由一个增强型 P 沟道 MOS 管和一个增强型 N 沟道 MOS 管组合而成。通常以 P 沟道 MOS 管作负载管，N 沟道管作输入管。电源电压

E_D 应大于 VT_1 管与 VT_2 管的开启电压的绝对值之和，即

$$E_D > |V_{T2}| + V_{T1}$$

E_D 通常为 5V，以便能与 TTL 门电路兼容。

当输入为低电平"0"时，输入管（N 管）VT_1 的栅极电压 $V_{GS1}=0$，小于它的开启电压 V_{T1}，所以 VT_1 截止。这时，VT_1 等效为一个很大的截止电阻 R_{off}。同时，负载管（P 管）VT_2 的栅极电压 $V_{GS2}=0-E_D=-E_D$，数值大于 $|V_{T2}|$，所以 VT_2 导通。这时，VT_2 等效为一个很小的导通电阻 R_{on}。反相器在这种状态下的等效电路如图 8－40(a)所示。由图可知，其输出电压 V_{sc} 为

$$V_{sc} = E_D \frac{R_{off}}{R_{off}+R_{on}} \approx E_D$$

因为 MOS 管的截止电阻约为 $10^{12}\Omega$ 左右，而导通电阻仅为几 kΩ，所以输出电压 V_{sc} 近似等于电源电压 E_D，为高电平"1"。当输入为高电平"1"时，类似的分析可知，负载管截止，输入管导通，其等效电路如图 8－40(b)所示，输出电压 V_{sc} 近似为零，即输出低电平"0"。

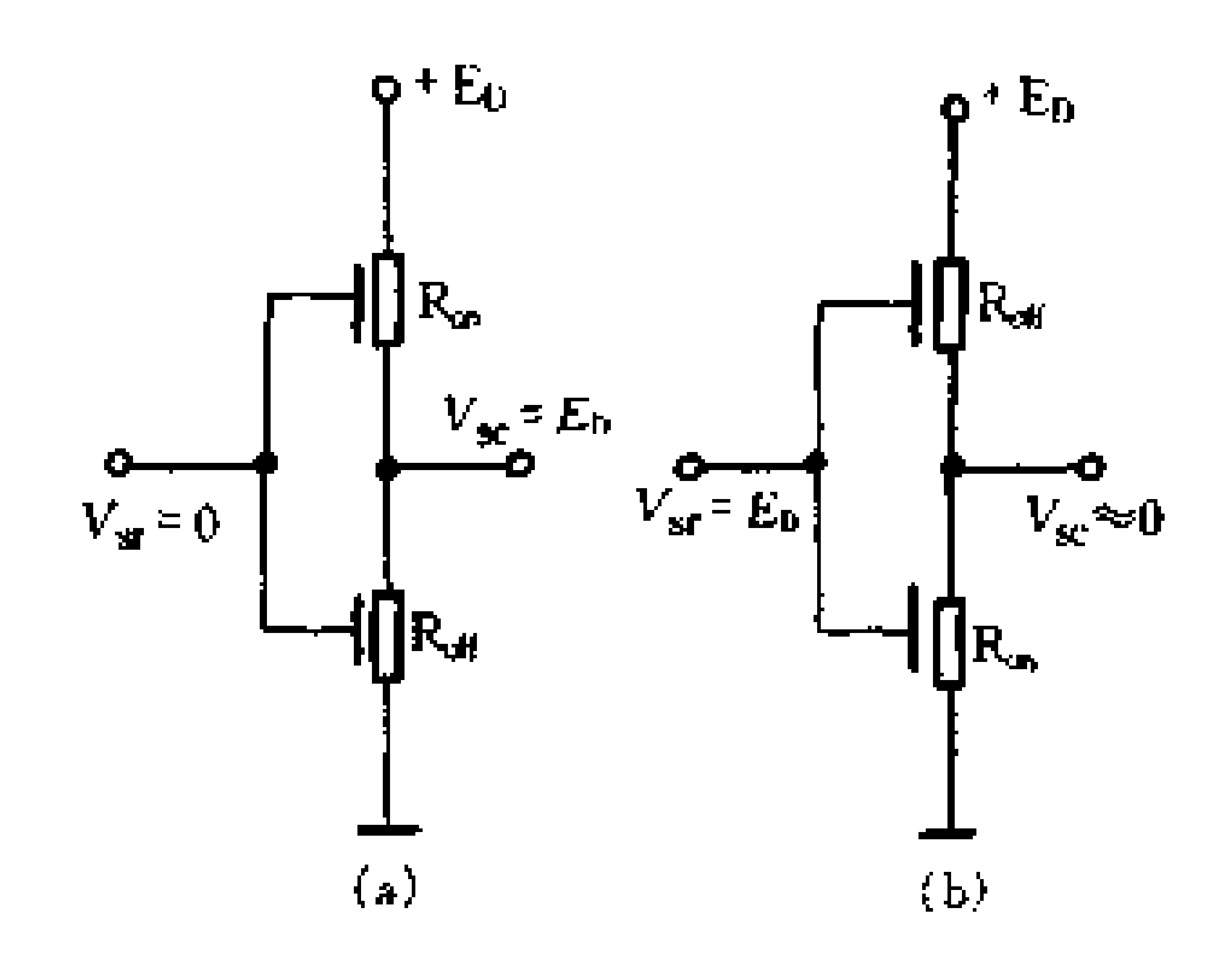


图 8－40 CMOS 反相器等效电路

2. CMOS传输门(双向开关)

传输门和反相器都是CMOS集成电路的基本单元。图8-41所示是CMOS传输门的电路结构及电路符号,由图可见,它是由一对互补MOS管组成,P管和N管的衬底分别接电源和地,其源极S和漏极D互相连接,成为并联组合,栅极上加上互补脉冲,控制门的“开”、“关”。

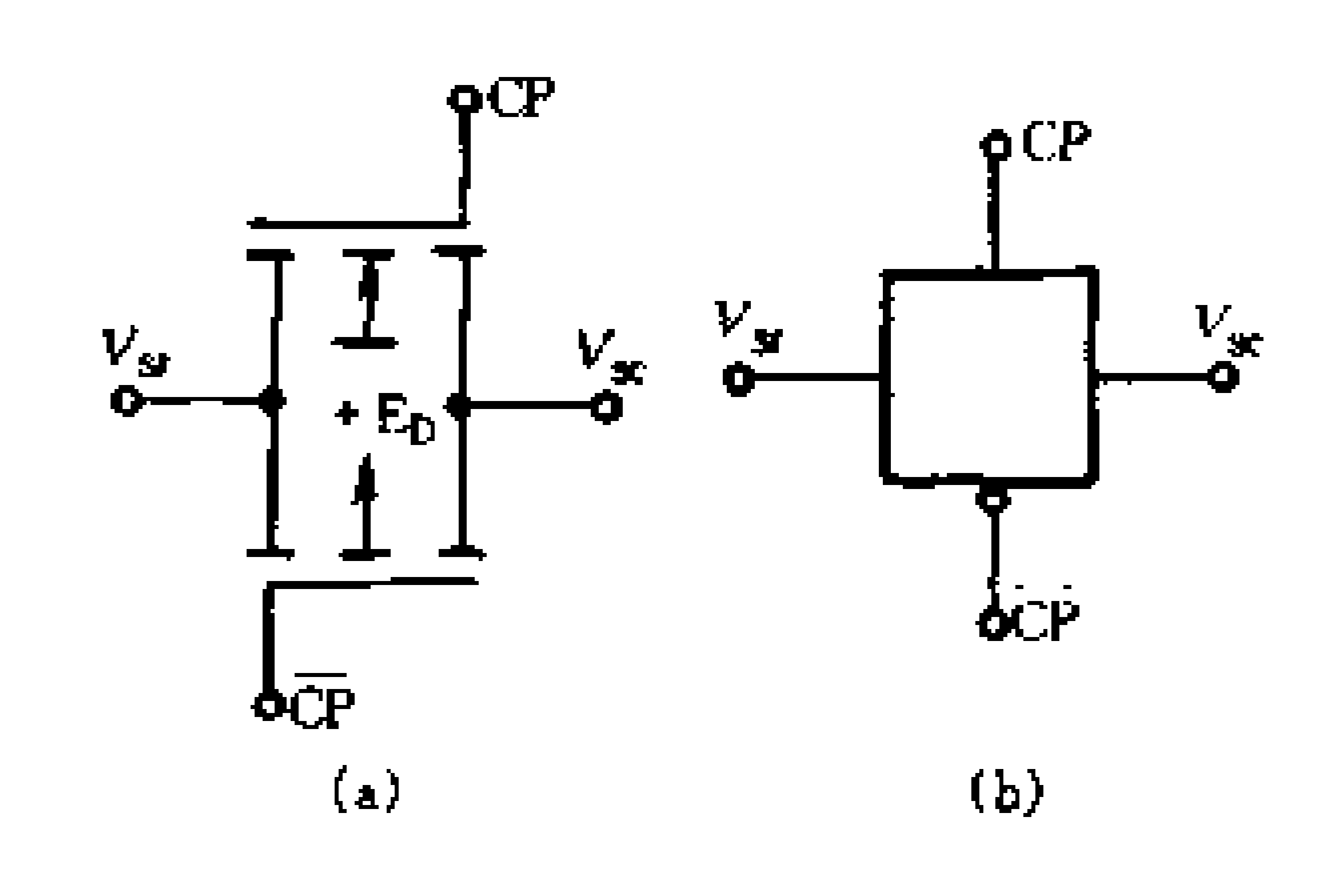


图8-41 CMOS传输门及其电路符号

当控制端CP为高电平时,$\overline{CP}$端为低电平,两只管子VT_1、VT_2同时导通,将传输门接通;当CP为低电平时,$\overline{CP}$端为高电平,VT_1、VT_2同时截止,传输门关闭。传输门的输入端和输出端是对称的,可任意决定其中一个为输入端,而另一个为输出端,所以又称它为双向开关。

3. CMOS与非门

图8-42所示是CMOS与非门电路。图中VT_1和VT_2为P沟道增强型MOS场效应管,它们并联作为负载管;VT_3和VT_4为N沟道增强型MOS场效应管,两者串联作为输入管。负载管整体与输入管串联。

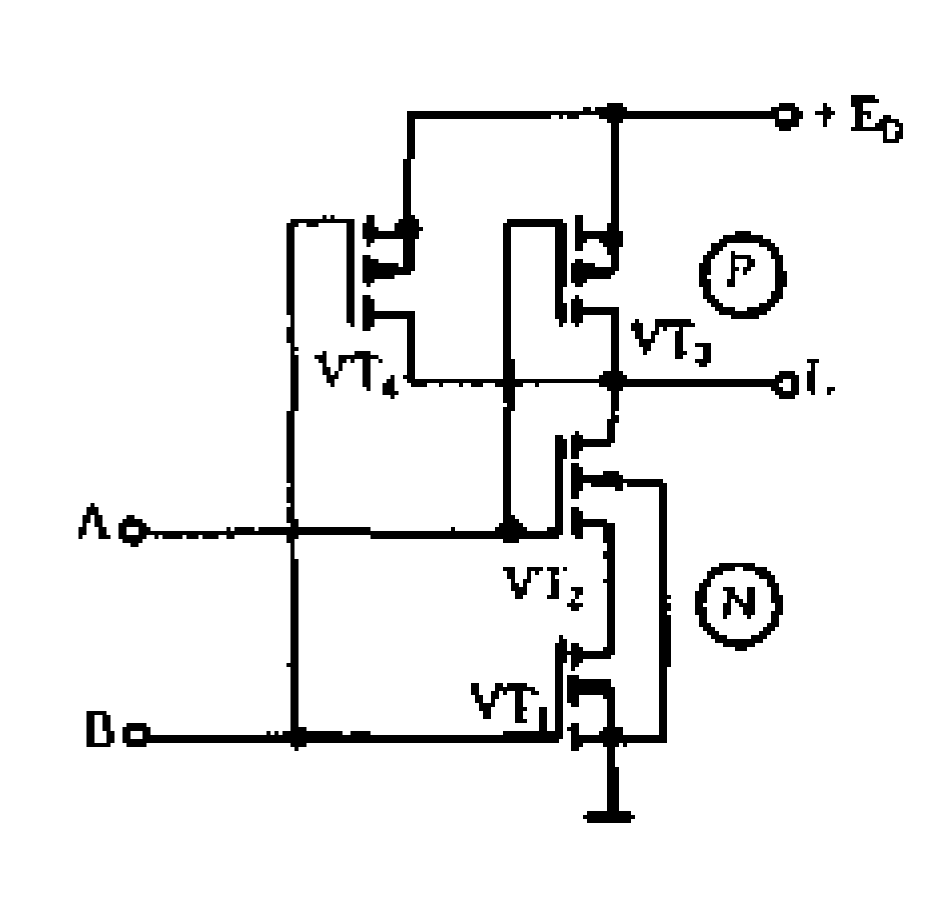


图8-42 CMOS与非门

当A、B两个输入端全为高电平“1”时,输入管VT_3和VT_4导通,而负载管VT_1、VT_2截止。这时,电源电压主要降落在负载管上,输出端L为低电平“0”。

当A、B中有一个或两个为低电平“0”，相应的输入管截止，相应的负载管导通，电源电压主要降落在输入管上，输出为高电平“1”。因此，图8-42所示是一个“与非”门。

4. CMOS或非门

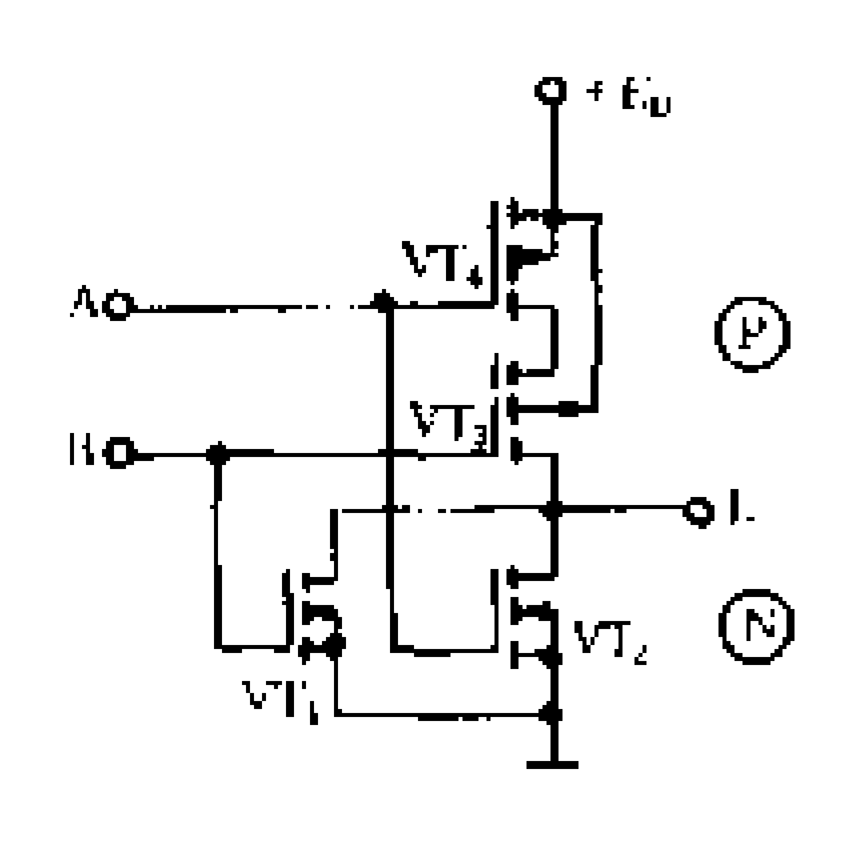


图8-43 CMOS或非门

图8-43是CMOS或非门电路。当A、B输入端均为低电平“0”时，VT_1、VT_2都截止、VT_3和VT_4都导通，输出为高电平“1”。

当A、B中有一个为高电平“1”，VT_1、VT_2中必有一个导通，VT_3、VT_4中必有一个截止，使输出为低电平“0”。因此，图8-43所示是一个或非门。

第四节 触发器

触发器是数字电路中的基本逻辑部件，它属于时序逻辑电路。触发器具有两个稳定的工作状态，有一个或两个输入端和两个输出端，接通电源后，两个输出端就有相异的输出状态（分别为“1”和“0”）。当给输入端加上触发信号时，触发器输出状态就要发生翻转，它的特点是“一触即发”，所以称为触发器。它可用于计数器、寄存器和存储器。无线电爱好者常使用触发器组成形形色色的控制电路。

一、双极型集成电路触发器的类型及功能

由TTL门电路组成的触发器叫双极型触发器。它包括RS触发器、D触发器、T触发器和JK触发器等类型。

1. RS 触发器

图 8-44 所示是 RS 触发器的符号。RS 触发器有两个输入端:S 和 R;两个输出端 Q 和 $\bar{Q}$。我们把 $Q=1$、$\bar{Q}=0$ 的状态定义为触发器的 1 状态,把 $Q=0$、$\bar{Q}=1$ 的状态定义为触发器的 0 状态。因此,可以用 Q 端的逻辑电平(1 或 0)来表示触发器的状态,所以 Q 端常称为原码输出端,$\bar{Q}$ 端则叫反码输出端。图中的"∧"号表示时钟脉冲 CP 的输入端。

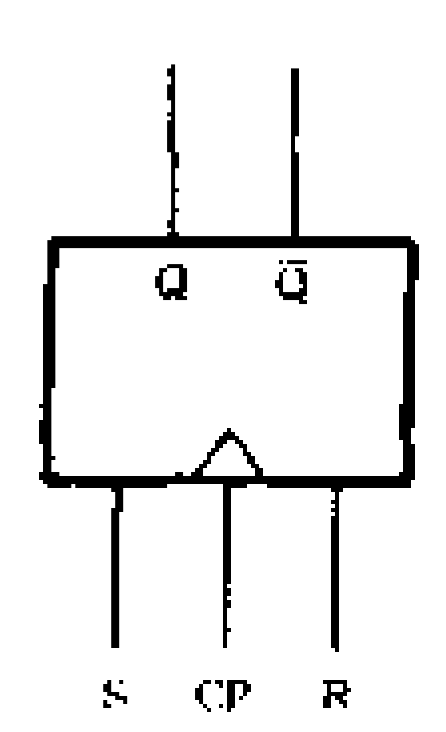


图 8-44 RS 触发器符号

RS 触发器输出与输入之间的逻辑关系为

若 $R=0,S=1$,则 CP 到来后,$Q=1,\bar{Q}=0$;

若 $R=1,S=0$,则 CP 到来后,$Q=0,\bar{Q}=1$;

若 $R=0,S=0$,则 CP 到来后触发器的状态不变;

若 $R=1,S=1$,则 CP 到来时,$Q=\bar{Q}=1$ 的状态是不允许的。因此,RS 触发器的约束条件是 $S\cdot P=0$。

时钟脉冲 CP 到来之前,RS 触发器的状态称为现态;时钟脉冲 CP 过后,RS 触发器的状态称为次态。前者用 Q_n 表示,后者用 Q_{n+1}表示。为了表明触发器的次态与输入信号及现态的关系,可以把它们列成真值表(称为特性表),如表 8-11 所示。

表 8-11　　RS 触发器特性表

S	R	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	0
1	1	0	不允许
0	0	1	1

续表

S	R	Q_n	Q_{n+1}
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	1	不允许

由特性表可以列出反映 RS 触发器功能的逻辑表达式，称为触发器的特性方程，
即

$$\begin{cases} Q_{n+1} = S + \overline{R}Q_n \\ S \cdot R = 0(\text{约束条件}) \end{cases}$$

表 8－12　　　　触发器特性表

D	Q_{n+1}
0	0
1	1

2．D 触发器

D 触发器又叫数据触发器，它有一个信息输入端 D，输出端 Q 的状态仅仅取决于时钟脉冲 CP 到达瞬间 D 端的状态。图8－45所示是 D 触发器的逻辑符号。D 触发器的逻辑功能为

若 CP 由 0 变 1 时，D＝0，则 $Q_{n+1}=0$；

若 CP 由 0 变 1 时，D＝1，则 $Q_{n+1}=1$。

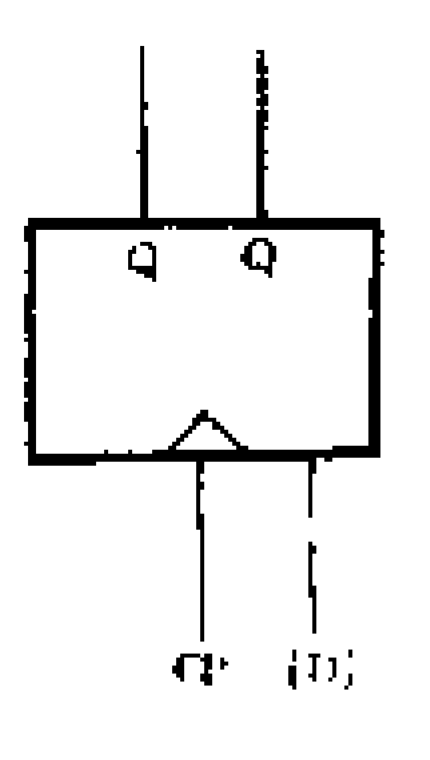


图 8－45　D 触发器的符号

表 8－12 是 D 触发器的特性表。由特性表可

以列出它的状态方程

$$Q_{n+1} = D$$

3. T 触发器

T 触发器又叫计数触发器，它有一个控制端 T，当 T = 1 时，每来一个时钟脉冲 CP，它就会翻转一次；当 T = 0 时，即使有时钟脉冲输入，触发器也不会改变状态。

图 8-46 所示是 T 触发器的逻辑符号。根据 T 触发器的逻辑功能，可以列出它的特性表（表 8-13）。由特性表可以写出 T 触发器的特性方程

$$Q_{n+1} = TQ_n + \bar{T}Q_n$$

当用 T 触发器构成计数器时，T 端始终保持高电位“1”，这时上式可简化为

$$Q_{n+1} = Q_n$$

这就说，每来一个时钟脉冲 CP，触发器就能翻转一次，完成二进制数计数功能，这种触发器又叫 T′触发器。

图 8-46 T 触发器符号

表 8-13 特 性 表

T	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	1	0
1	0	1

4. JK 触发器

JK 触发器又叫多功能触发器，它的逻辑符号如图 8-47 所

示。它有两个输入端 J 和 K,其逻辑功能为

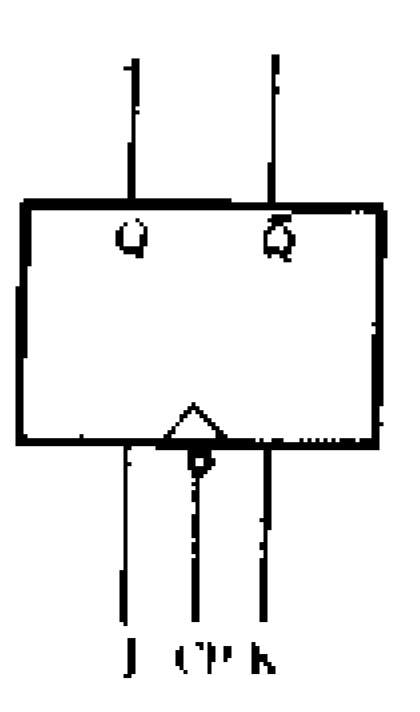


图 8-47 JK触发器符号

若 J=1,K=0,则时钟脉冲 CP 过后,触发器的状态为

$$Q_{n+1} = 1;$$

若 J=0,K=1,则时钟脉冲 CP 过后,触发器的状态为

$$Q_{n+1} = 0;$$

若 J=K=1,则 CP 作用后,触发器翻转,即 $Q_{n+1}=\bar{Q}_n$;

若 J=K=0,则 CP 作用后,触发器维持原状态不变,即 $Q_{n+1}=Q_n$。

JK 触发器的特性见表 8-14。

表 8-14　　　　特　性　表

J	K	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	0	1
1	1	0	1
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	1	0

JK 触发器的特性方程为

$$Q_{n+1} = J\bar{Q}_n + \bar{K}Q_n$$

由 JK 触发器的特性表可见，它的两个输入信号 J 和 K 没有约束条件。为了便于记忆，可以背诵这样一首歌诀："J0K1，输出为 0；J1K0，输出为 1；J0K0，输出不变；J1K1，分频计数。"

二、双极型触发器的电路结构

1. 基本 RS 触发器

采用两个 TTL 与非门可以组成一个基本 RS 触发器，如图 8－48(a)所示，图 8－48(b)所示是它的逻辑符号。

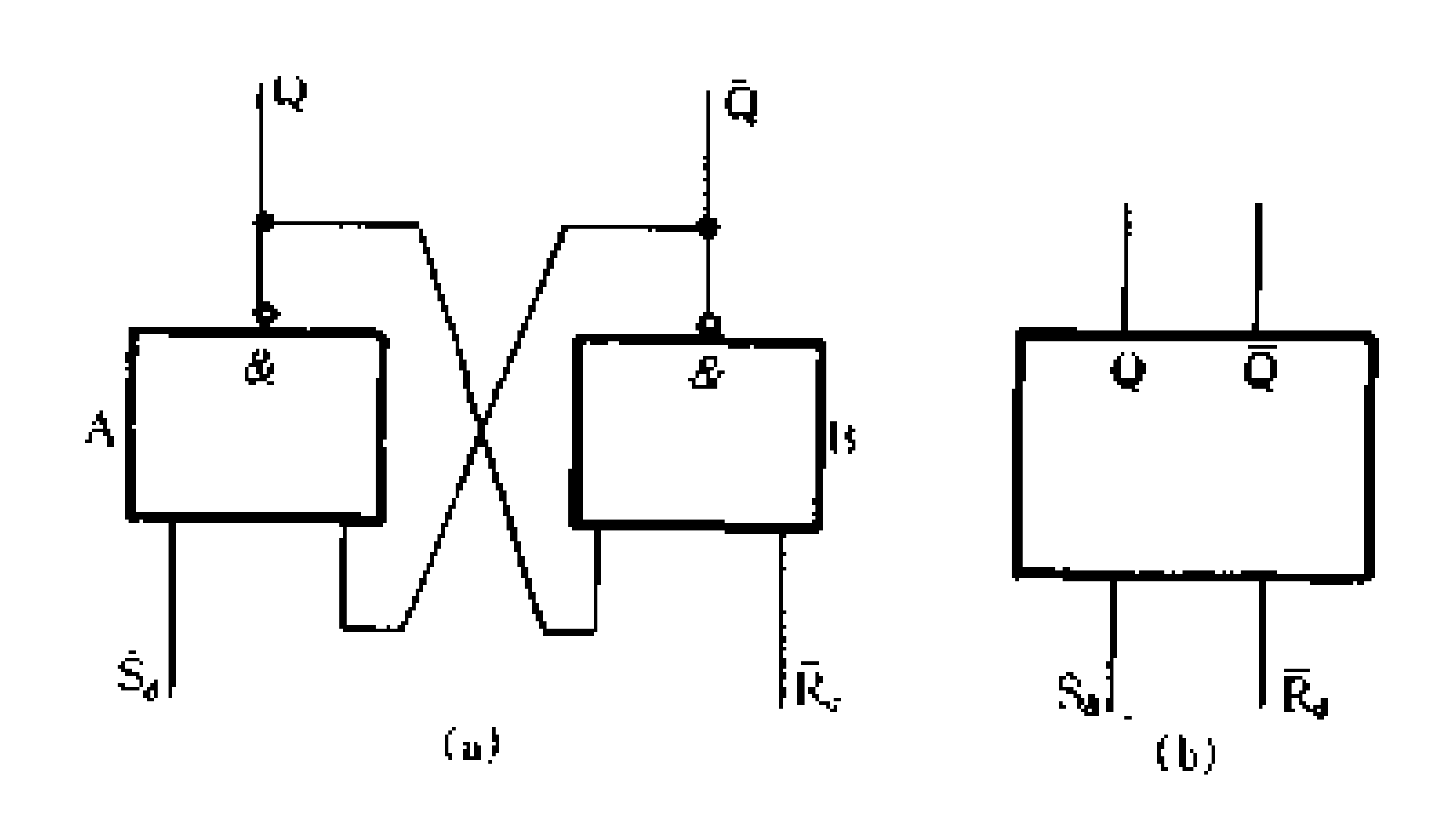


图 8－48 基本 RS 触发器逻辑图及符号

基本 RS 触发器也有两个稳定状态，一个是与非门 A 导通，与非门 B 截止，输出 $Q=0(\bar{Q}=1)$；；另一个是与非门 A 截止，与非门 B 导通，输出 $Q=1(\bar{Q}=0)$。由于两个与非门交叉耦合，一个门的截止，保证了另一个门的导通；一个门的导通，又保证了另一个门的截止。在没有外来信号输入时，基本 RS 触发器可以长期稳定在某一个输出状态。

基本 RS 触发器在外来触发信号的作用下，可以从一种稳定状态转换到另一种稳定状态。设触发器原来状态为 Q＝0，我们在 $\bar{S}_d$ 端输入一个负脉冲(或加上低电平 0)，$\bar{R}_d$ 端仍保持高电平不变。这时，与非门 A 的两个输入端中有一个为低电平"0"，

它的输出端就会从原来的 Q = 0 变为 Q = 1。Q 端的高电平“1”耦合到 B 门的输入端，使 B 门两个输入端都是高电平“1”，它的输出就变为低电平“0”了。这时，若 $\overline{S}_d$ 端的负脉冲消失，依靠两个门的交叉耦合进行“自锁”，电路就保持在 Q = 1，$\overline{Q}$ = 0 的稳定状态。基本 RS 触发器的 $\overline{S}_d$ 端称为置“1”端，$\overline{R}_d$ 端称为置“0”端。因此，这种触发器又叫直接置 0 置 1 触发器。

基本 RS 触发器的特性如表 8－15 所示。

表 8－15　　　　　特　性　表

$\overline{S}_d$	$\overline{R}_d$	Q_n	Q_n+1
1	1	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
0	0	0	不定
1	1	1	1
0	1	1	1
1	0	1	0
0	0	1	不定

2．同步 RS 触发器

图 8－49 所示是同步 RS 触发器的逻辑图。由图可见，同步 RS 触发器是由 A、B、C、D 四个与非门构成的，其中 A 门与 B 门组成了基本 RS 触发器。

当没有时钟信号，即 CP = 0 时，C 门和 D 门都被封锁，S、R 端的输入信号无法加到由 A 门和 B 门组成的基本 RS 触发器上去，Q 端与 $\overline{Q}$ 端的状态不变；反之，若时钟信号到来，即 CP = 1，

则基本 RS 触发器的输出状态将受 R、S 端状态的控制而被置“0”或置“1”了。

3. D 触发器

只要把图 8-49 所示的同步 RS 触发器的接线略加改动，就成一个 D 触发器，如图 8-50 所示。

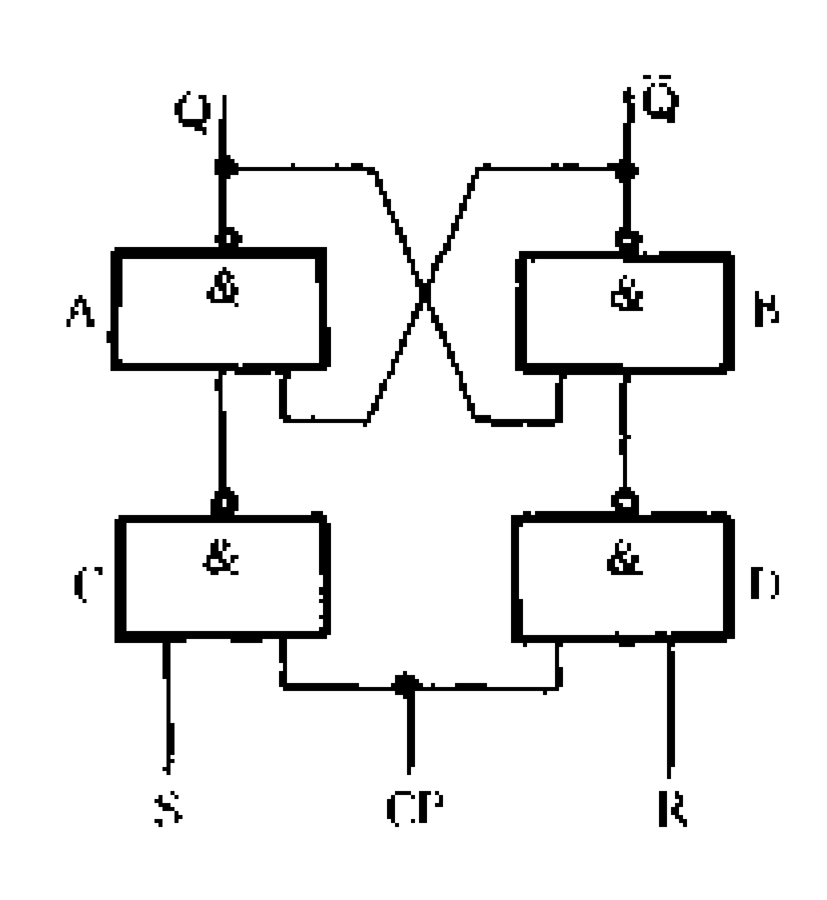


图 8-49 同步 RS 触发器

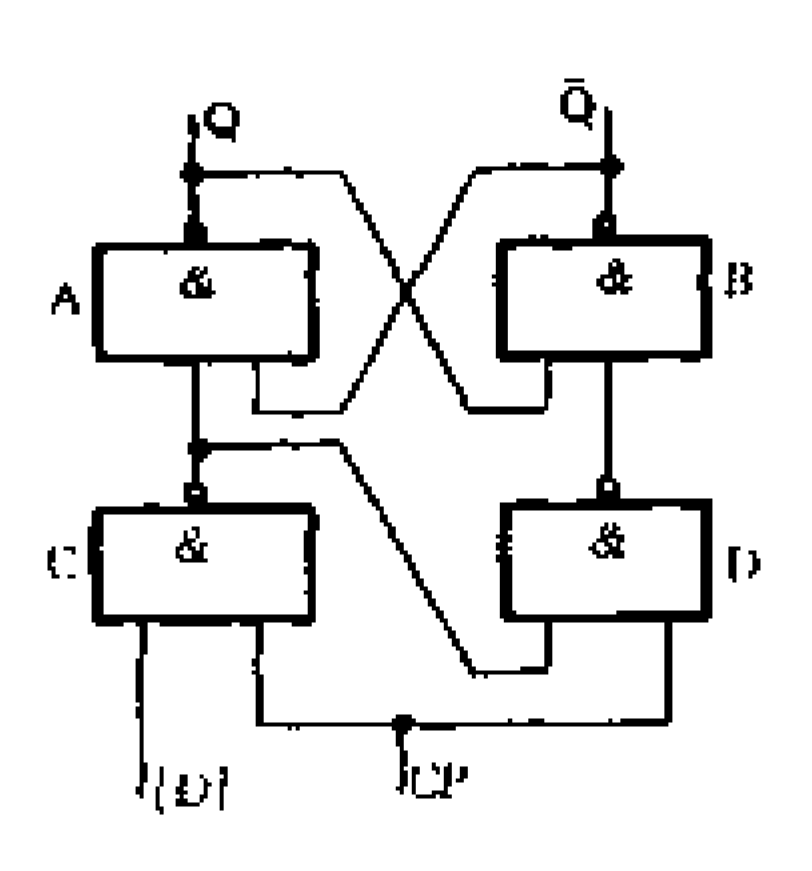


图 8-50 D 触发器

若 D=1，则时钟脉冲到来时（即 CP=1），门 C 输出低电平，而门 A 输出高电平，所以 Q=1；若 D=0，则时钟脉冲 CP 到来，门 A 输出低电平，所以 Q=0。

4. 主从触发器

为了使各种类型的触发器在时钟脉冲作用下可靠地翻转，在集成电路中广泛地采用一种主从型触发器。主从触发器是由两个同步 RS 触发器加上一个非门（反相器）组成的。图 8-51 是主

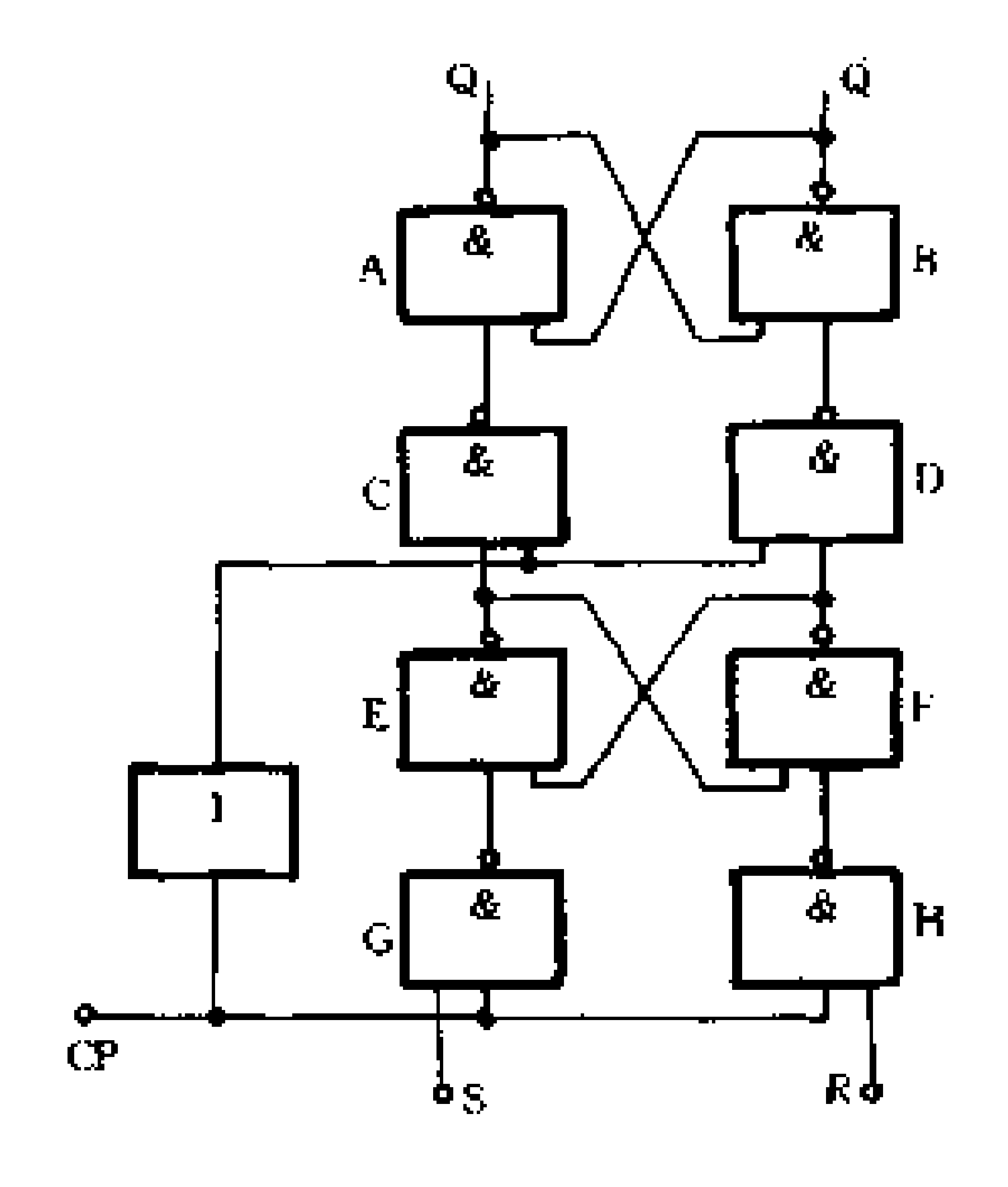


图 8-51 主从型 RS 触发器

从型 RS 触发器的逻辑电路。下面由 E、F、G、H 四个与非门所组成的触发器叫主触发器，上面由 A、B、C、D 四个与非门组成的触发器叫从触发器，时钟脉冲 CP 接在主触发器的控制端，CP 经 1 门反相后变为 $\overline{CP}$ 加在从触发器控制端。

当时钟脉冲 CP 的上升沿到来（CP = 1）时，主触发器动作，接收 R、S 端的信息，被置成“1”或“0”。此时，由于从触发器控制端 $\overline{CP}$ 为 0，所以触发器不动作。这是主从触发器的存储准备阶段。

当时钟脉冲 CP 的下降沿出现时，CP = 0，$\overline{CP}$ 为 1，主触发器被封锁，而从触发器按照主触发器所处的状态被置成“1”或“0”。这是主从触发器的触发翻转阶段。

由此可见，主从触发器在时钟脉冲作用下是分两步工作的：第一步，在 CP 由 0 变 1 时，输入信号存入主触发器，从触发器状态不变。第二步，CP 由 1 再回到 0 时，主触发器控制从触发器翻转，而主触发器被封锁，状态不变。

如果把图 8 - 51 所示的主从型同步 RS 触发器的 R 端接到 Q 端，S 端接到 $\overline{Q}$ 端，就成为一个 T′计数触发器，如图 8 - 52 所示。其工作过程读者可自己分析。

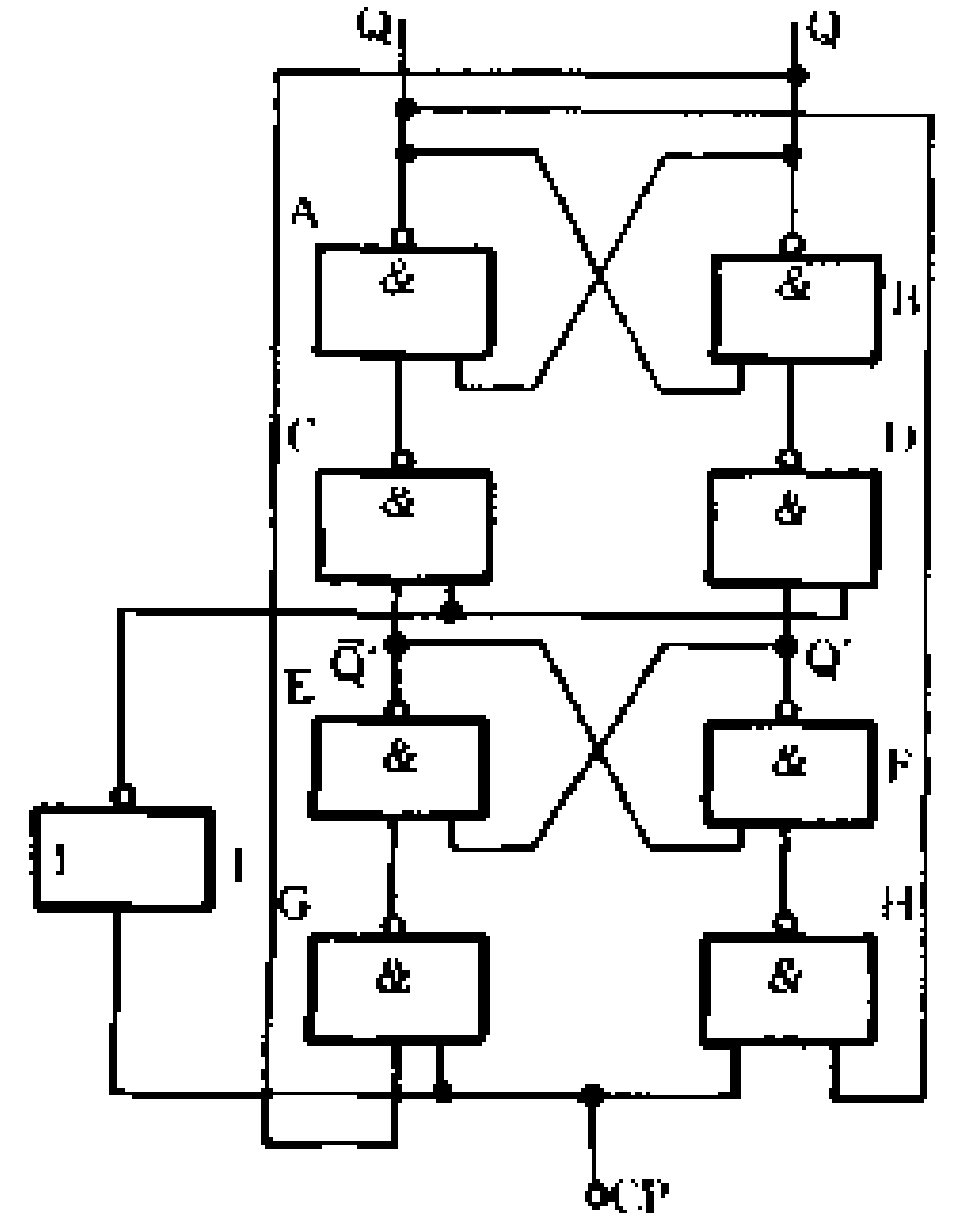


图 8 - 52　主从型 T′触发器

在图 8 - 52 所示的 T′触发器的基础上，给接收门 G、H 各增加一个输入端 J 和 K，就成为主从结构的 JK 触发器，如图 8 - 53所示。

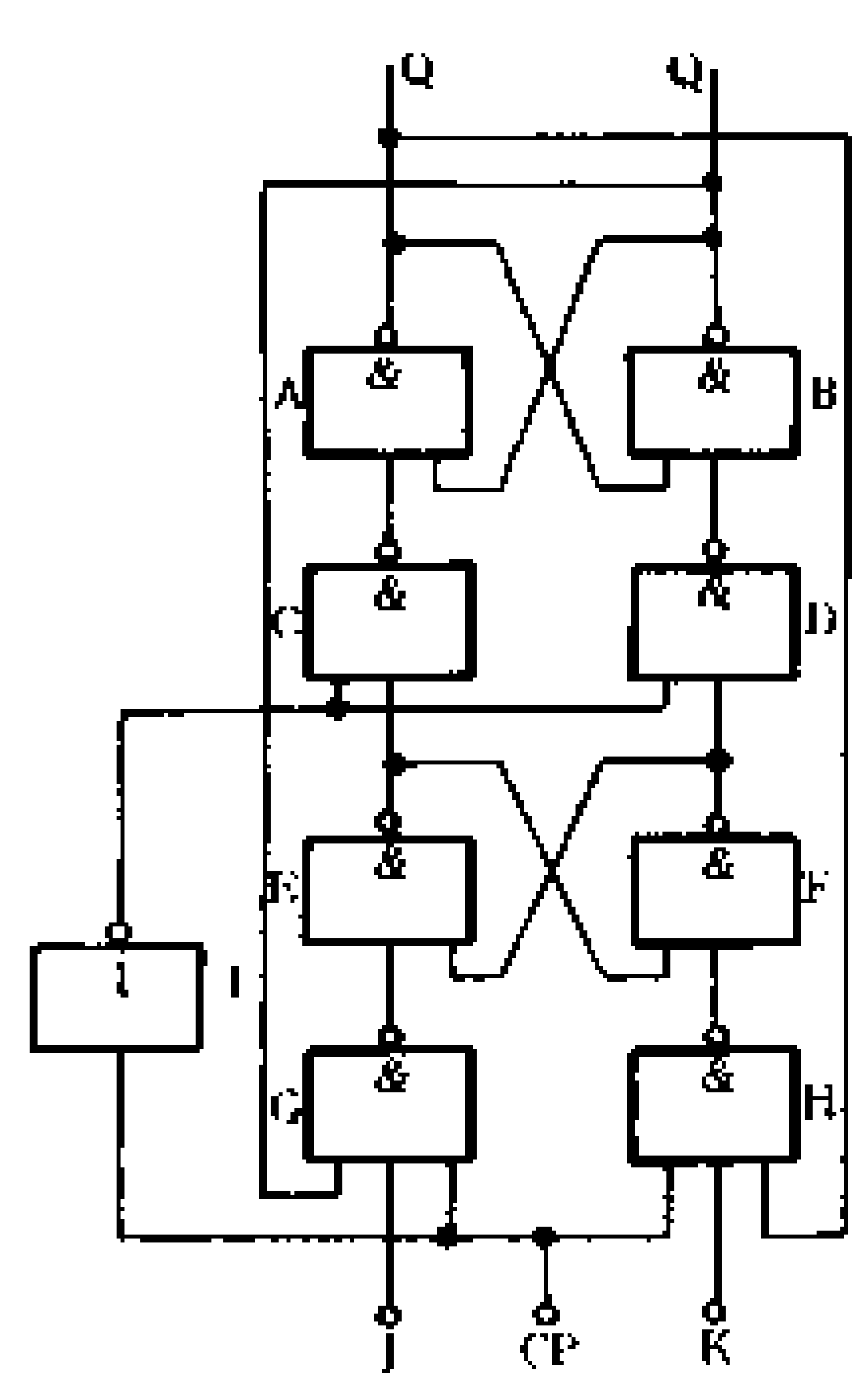
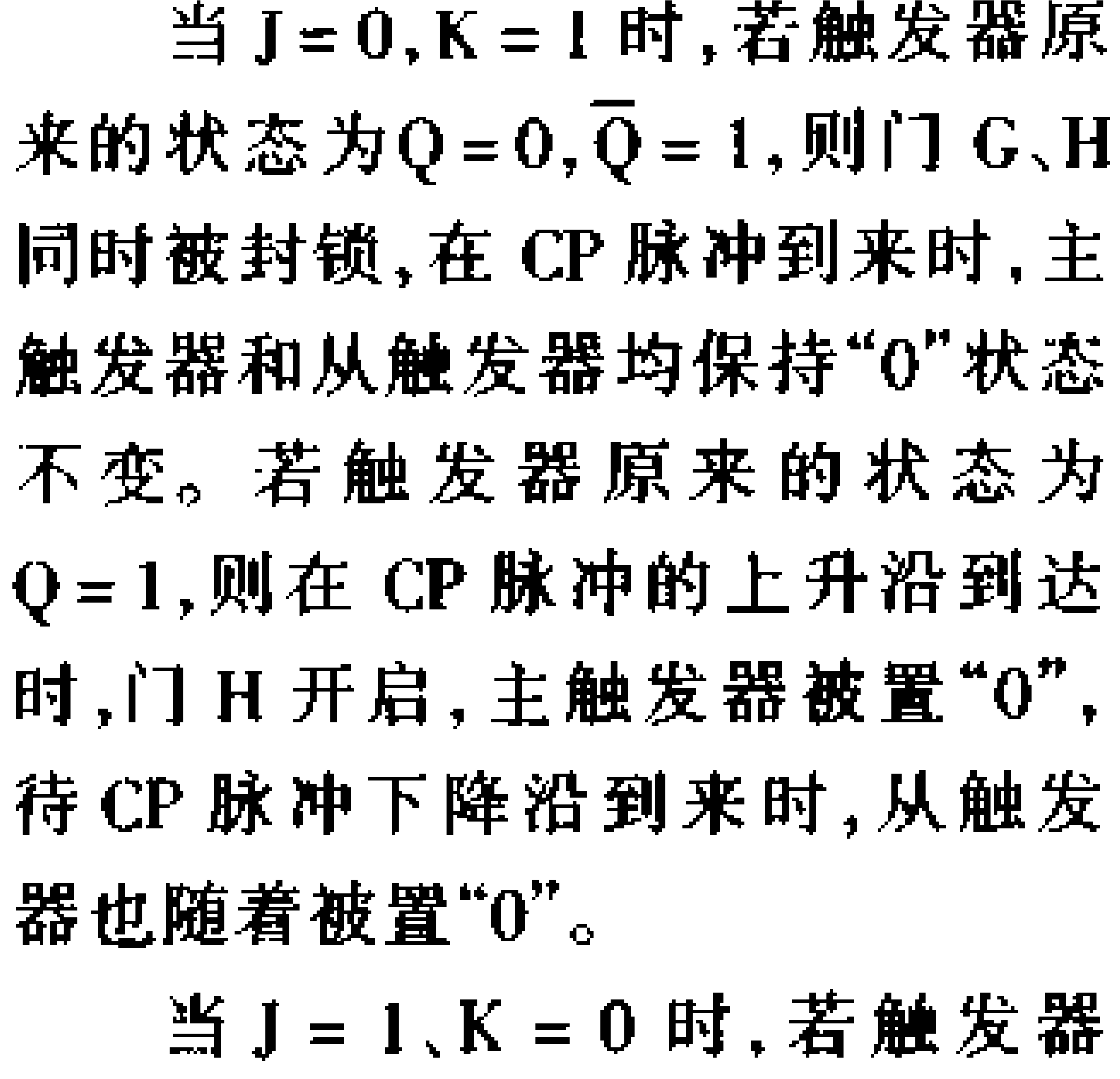


图 8-53　主从型 JK 触发器



当 J = 0, K = 1 时，若触发器原来的状态为 Q = 0, $\overline{Q}$ = 1，则门 G、H 同时被封锁，在 CP 脉冲到来时，主触发器和从触发器均保持“0”状态不变。若触发器原来的状态为 Q = 1，则在 CP 脉冲的上升沿到达时，门 H 开启，主触发器被置“0”，待 CP 脉冲下降沿到来时，从触发器也随着被置“0”。

当 J = 1、K = 0 时，若触发器 Q = 1，则由于 $\overline{Q}$ = 0，门 G、H 全被封锁，CP 脉冲到来时，主触发器和从触发器都维持原状态不变。若触发器原来的状态为 Q = 0、$\overline{Q}$ = 1，CP 前沿到来时，门 G 导通，主触发器被置“1”，待 CP 脉冲后沿到来时，从触发器也随着被置“1”。

当 J = K = 0 时，门 G 和 H 同时被封锁，触发器状态不变。

当 J = K = 1 时，它相当于 T′触发器，每来一个时钟脉冲，触发器翻转一次。

5. 维持阻塞触发器

集成电路触发器的另一种结构是维持阻塞型触发器。图 8-54 所示是维持阻塞型 D 触发器的逻辑图。它是由六个与非门构成的。其中门 A 和门 B 组成基本 RS 触发器。门 C 和

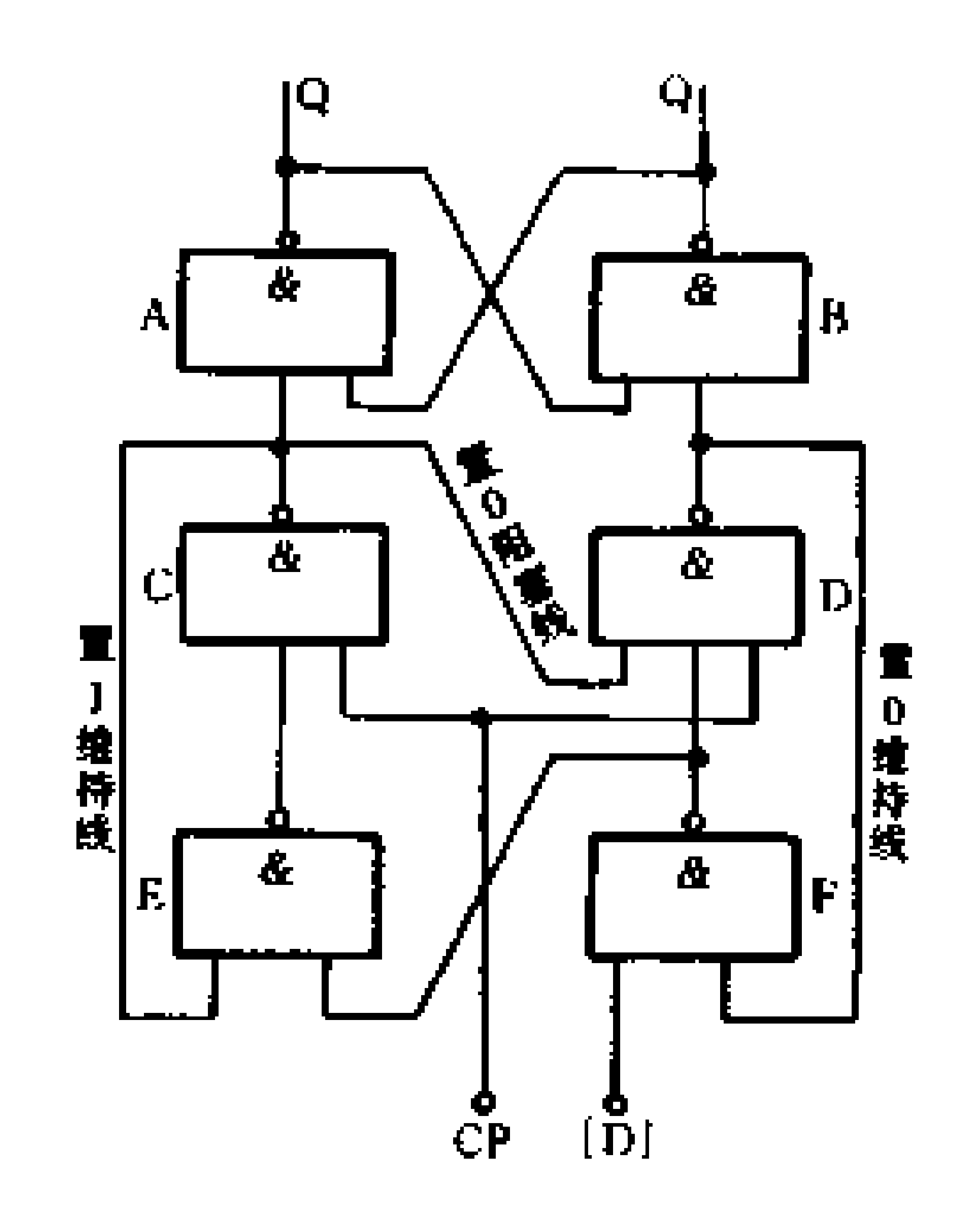


图 8-54　维持阻塞型 D 触发器

门D主要对时钟脉冲进行控制,门E和门F是接收门,输入信息加在D端。C、D、E、F构成了导引电路。下面分析它的工作原理。

当CP=0时,将门C、D封锁,基本RS触发器状态不变。CP上升沿到达时,若D=0,则门F输出为高电平、门E输出为低电平,将门C关闭,保证门D开启,输出低电平,将基本RS触发器置"0"。而且,门D输出低电平给门B的同时,又接回到门F,将门F封锁,D输入端状态的变化不会进入触发器,从而阻塞了D输入端新状态进入触发器的通道。另一方面,由于门F的输出端保持在高电平,在CP为高电平期间,门D的三个输入端均为高电平,就使门D输出的低电平信号维持不变,从而保证了基本RS触发器可靠翻转。

如果CP上升沿到达时,输出端D=1,则门F输出低电平,门E输出高电平,于是门D被封锁,CP通过门C输出的这个负脉冲又送到了门E和门D的输入端去。一方面它使门E的输出保持高电平,因而使门C的输出在整个CP作用的期间始终维持在低电平;另一方面,由于这个负脉冲封锁了门D,即使后来D端变成了低电平,也不会将基本RS触发器置"0",从而阻塞了可能产生置"0"的脉冲。

通常,把门D输出到门F输入的连线叫置"0"维持线,把门C输出到门E输入的连线叫置"1"维持线,把门C输出到门D输入的连线叫置"0"阻塞线。

6.双极型集成单元触发器

前面介绍了各种双极型触发器的电路结构。目前,在数字系统中都是采用集成单元触发器,即将一个触发器的全部电路集成在一块小小的硅片上,使用起来非常方便。

图8-55(a)所示是集成单元JK触发器T078的逻辑符号,

图 8 - 55(b)所示是它的外引脚图。

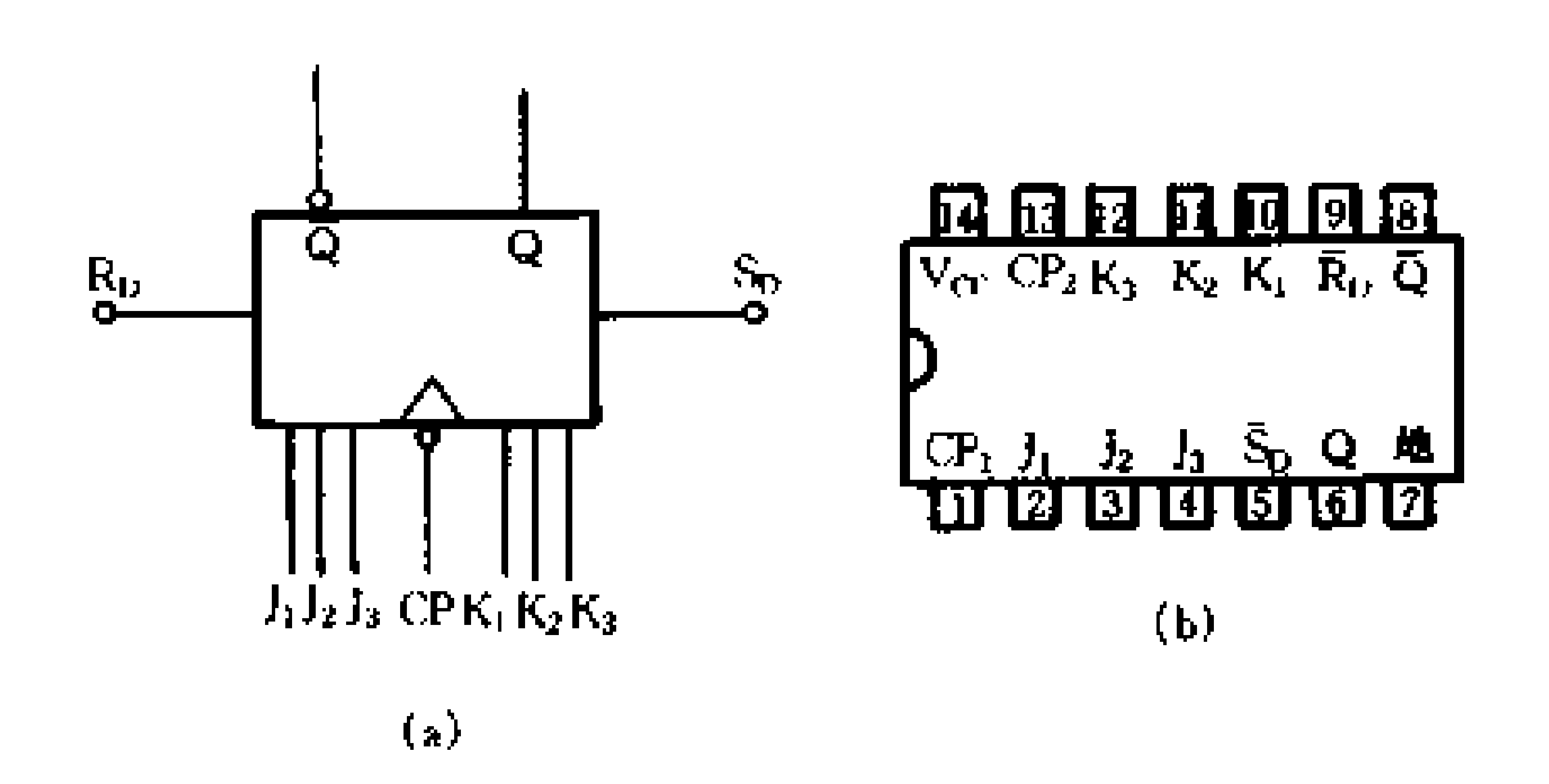


图 8 - 55 集成单元触发器的符号及引脚图

三、单极型(MOS)集成电路触发器

单极型 MOS 集成电路触发器的种类很多,本节重点向读者介绍常用的 CMOS 集成电路触发器。

1. 基本 RS 触发器

图 8 - 56 所示是由两个 CMOS 或非门组成的基本 RS 触发器。当置"1"端 S = 1时,触发器被置"1";当置"0"端 R = 1 时,触发器被置"0",S 和 R 通常处于"0"状态。这就完成了直接置"1"和置"0"的功能。

2. 锁定触发器(D 型暂存器)

图 8 - 57 所示是 CMOS 锁定触发器的电路图和逻辑图。图中 D 为信息输入端,CP 为时钟信号。CP 经非门变为$\overline{CP}$,再经过一个非门得到 CP′(图 8 - 57c)。用 CP′和$\overline{CP'}$去控制传输门 T_1 和 T_2。当 CP = 1 时,传输门 T_1 导通,传输门 T_2 断开。此时等效电路如图 8 - 58(a)所示,Q = D。当 CP = 0 时,传输门 T_1 断开,传输门 T_2 导通,等效电路如图 8 - 58(b)所示,门 1 和门 2 组成一个触发器,状态被锁定。

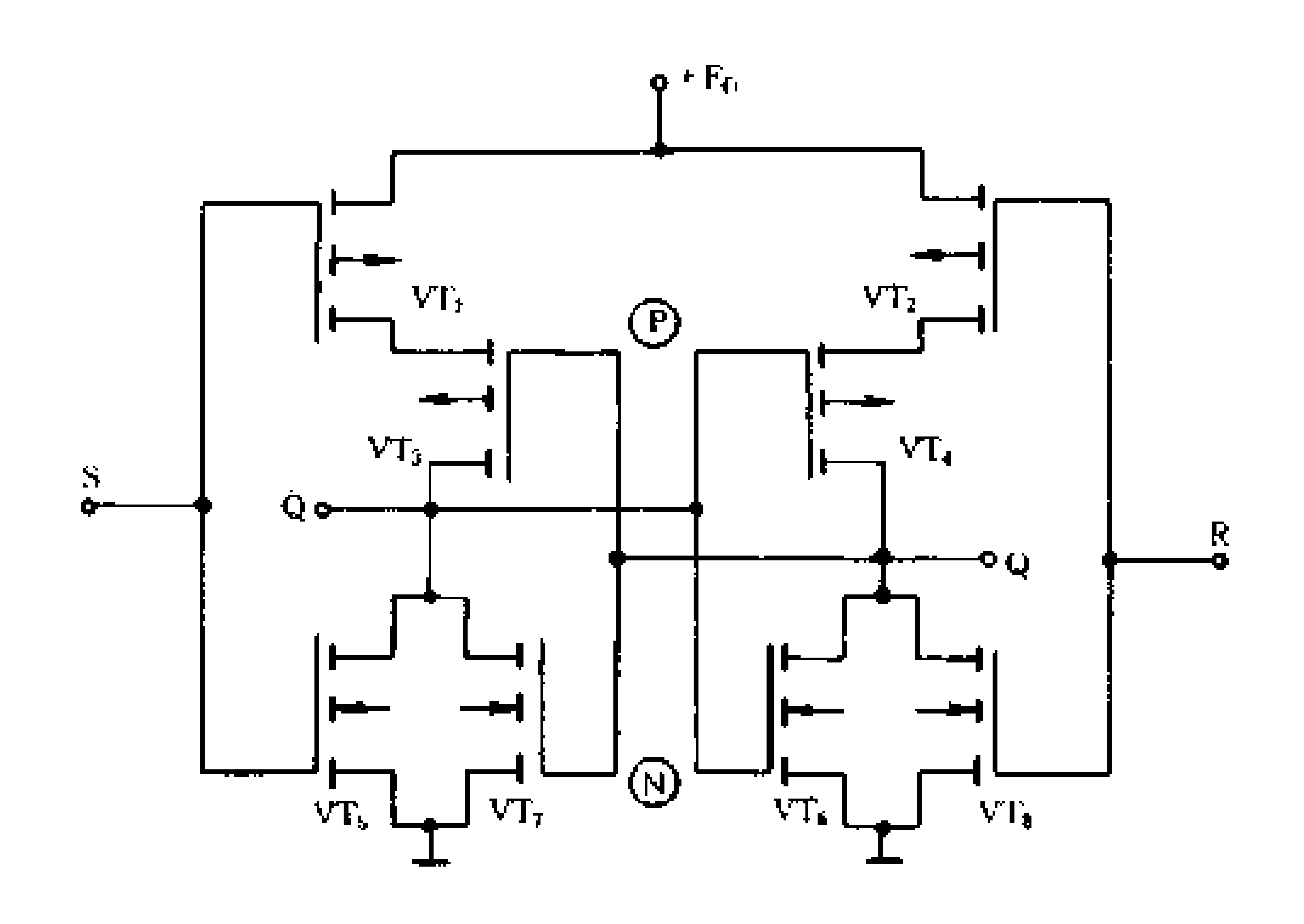


图 8－56　CMOS 基本 RS 触发器

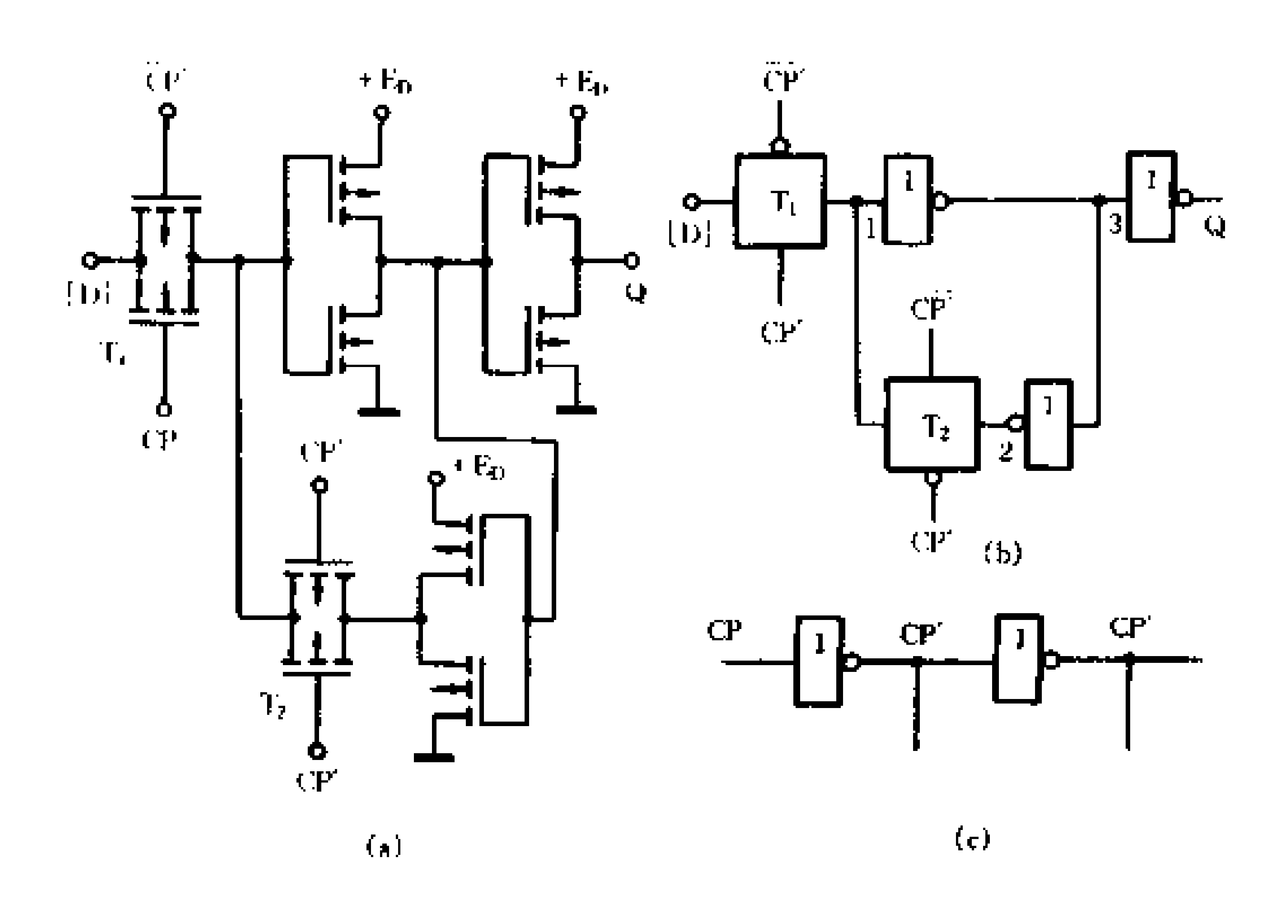


图 8－57　CMOS 锁定触发器

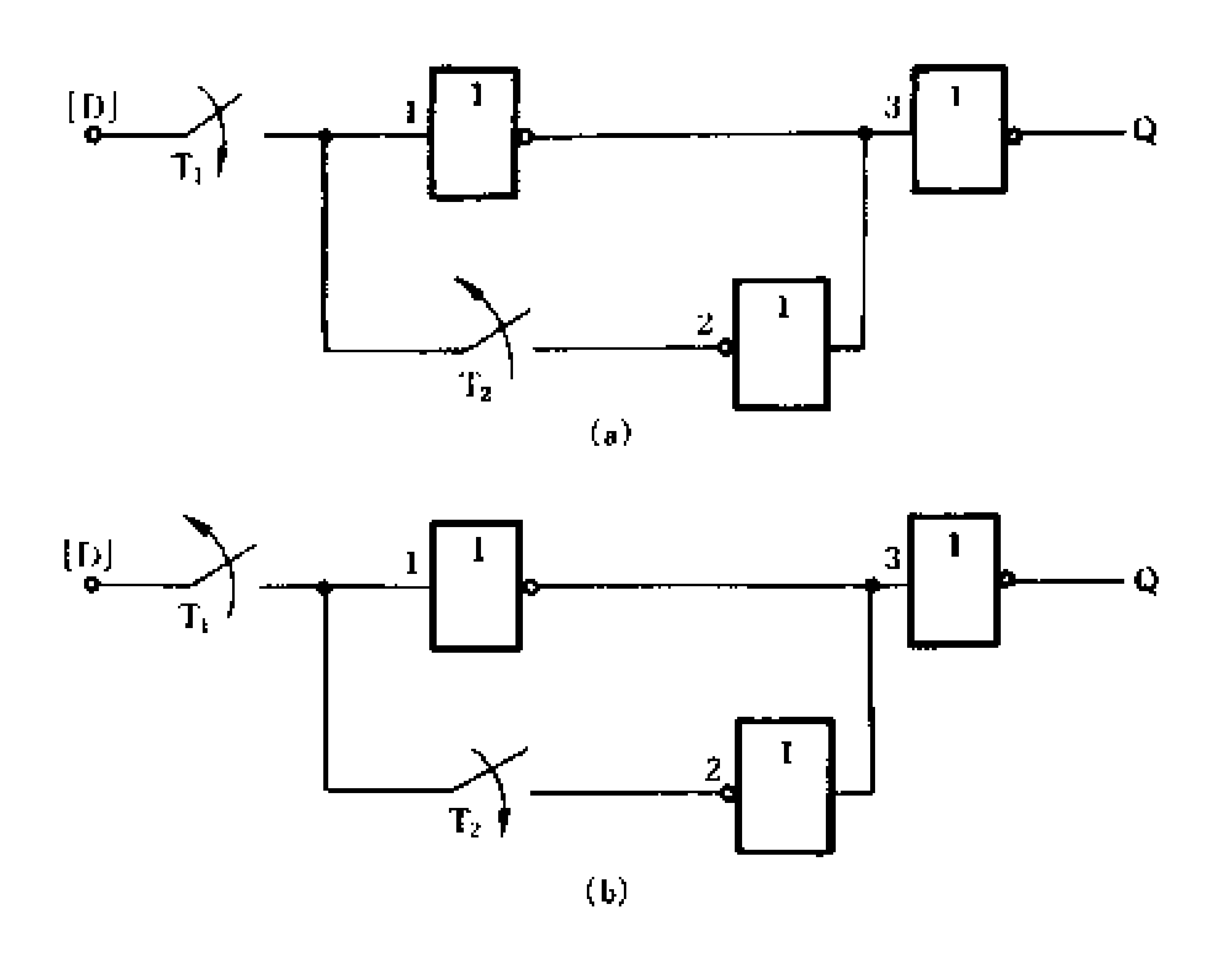


图 8－58 CMOS 锁定触发器等效电路

3．主从型 D 触发器

图 8－59 所示是一种 CMOS 主从型 D 触发器的逻辑电路，

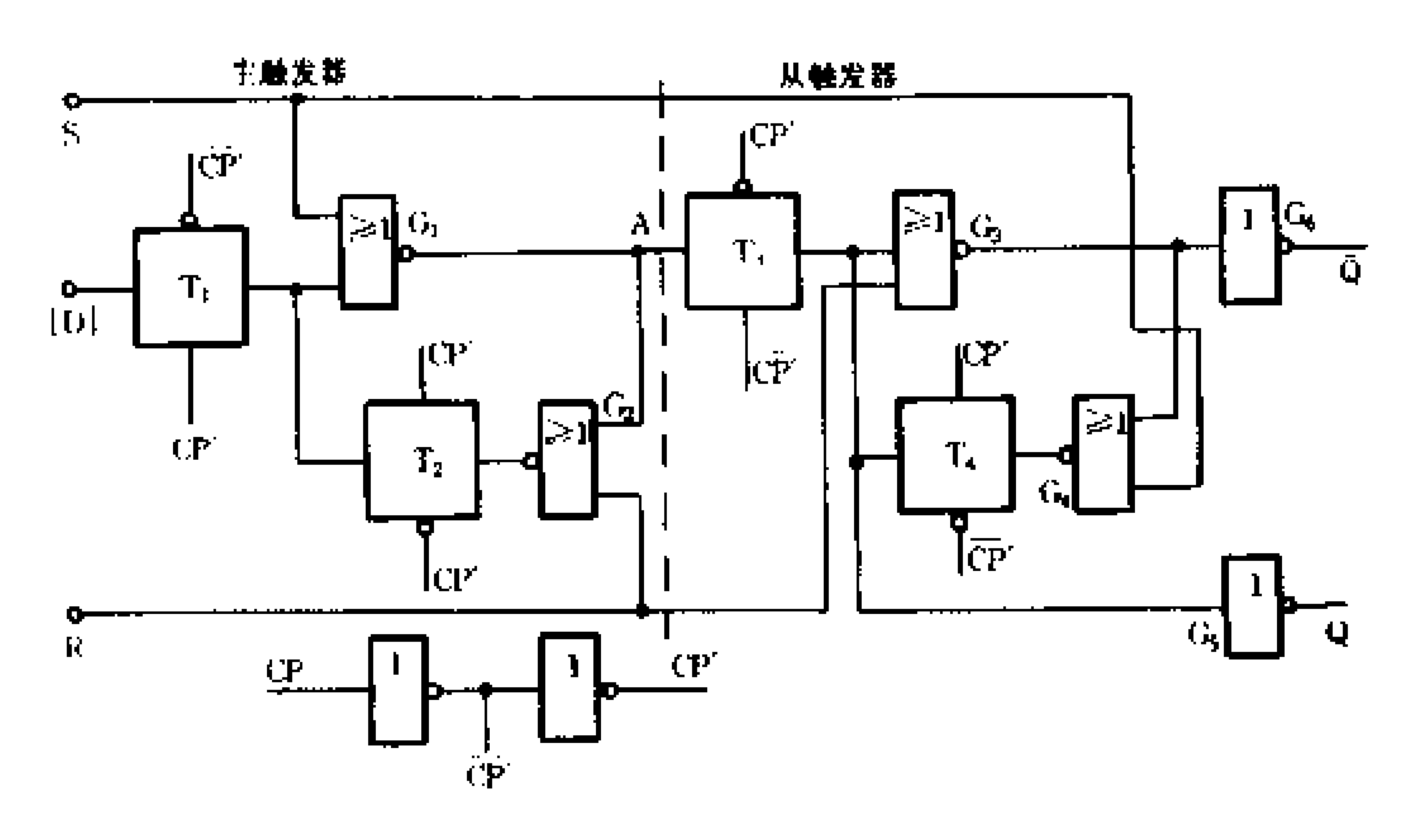


图 8－59 CMOS 主从型 D 触发器

它是由两个锁定触发器组成。

为了实现直接置"1"和置"0"，主触发器和从触发器都采用了二输入端与非门。下面分析触发器是如何接收输入信号以及如何置"1"和置"0"的。

(1) 当 S = R = 0 时，所有或非门都工作于反相器状态。CP 上升沿出现时，传输门 T_1 导通，主触发器接收 D 端的信息，A = D；CP 下降沿出现时，传输门 T_1 断开，切断了输入端 D 与触发器的联系，使传输门 T_2 接通，将主触发器状态锁定，传输门 T_3 接通，使 $Q = \overline{\overline{A}} = D$，$\overline{Q} = \overline{A} = A = \overline{D}$。

(2) 当 R = 0，S = 1 时，或非门 G_1、G_4 的输出都为"0"。CP 上升沿过后，T_4 导通，G_4 的输出传给非门 G_5 的输入端，使 Q = 1；同时，G_3 的两个输入都为"0"，输出为"1"，经 G_6 反相后使 $\overline{Q} = 0$，触发器被置"1"。当 CP 下降沿过后，T_3 导通，G_1 的输出低电平"0"经 T_3 传输给 G_3 的输入，使 G_3 输出为"1"，经 G_6 倒相，使 $\overline{Q} = 0$，由 T_3 传输给 G_5 输入的"0"，经倒相后，使 Q = 1。因此，CP 正、负跳变后，触发器均能实现置"1"。

(3) 当 R = 1、S = 0 时，G_2 和 G_3 输出都为"0"。与上述过程类似，触发器在 CP 的正、负跳变后都能实现置"0"。

根据以上分析，将 CMOS 主从型 D 触发器的逻辑功能归纳如下：

当 R 和 S 都为"0"时，CP 下降沿过后触发器翻转，将 CP 下降沿出现前一瞬间的 D 端信号存入触发器。可以给 R 端加"0"、S 端加"1"，直接置"1"；给 R 端加"1"、S 端加"0"，直接置"0"。

4. 主从型 JK 触发器

在图 8-59 所示的 D 触发器的输入端接上一个转换电路，就可以构成主从型 JK 触发器，如图 8-60 所示。由图可写出转

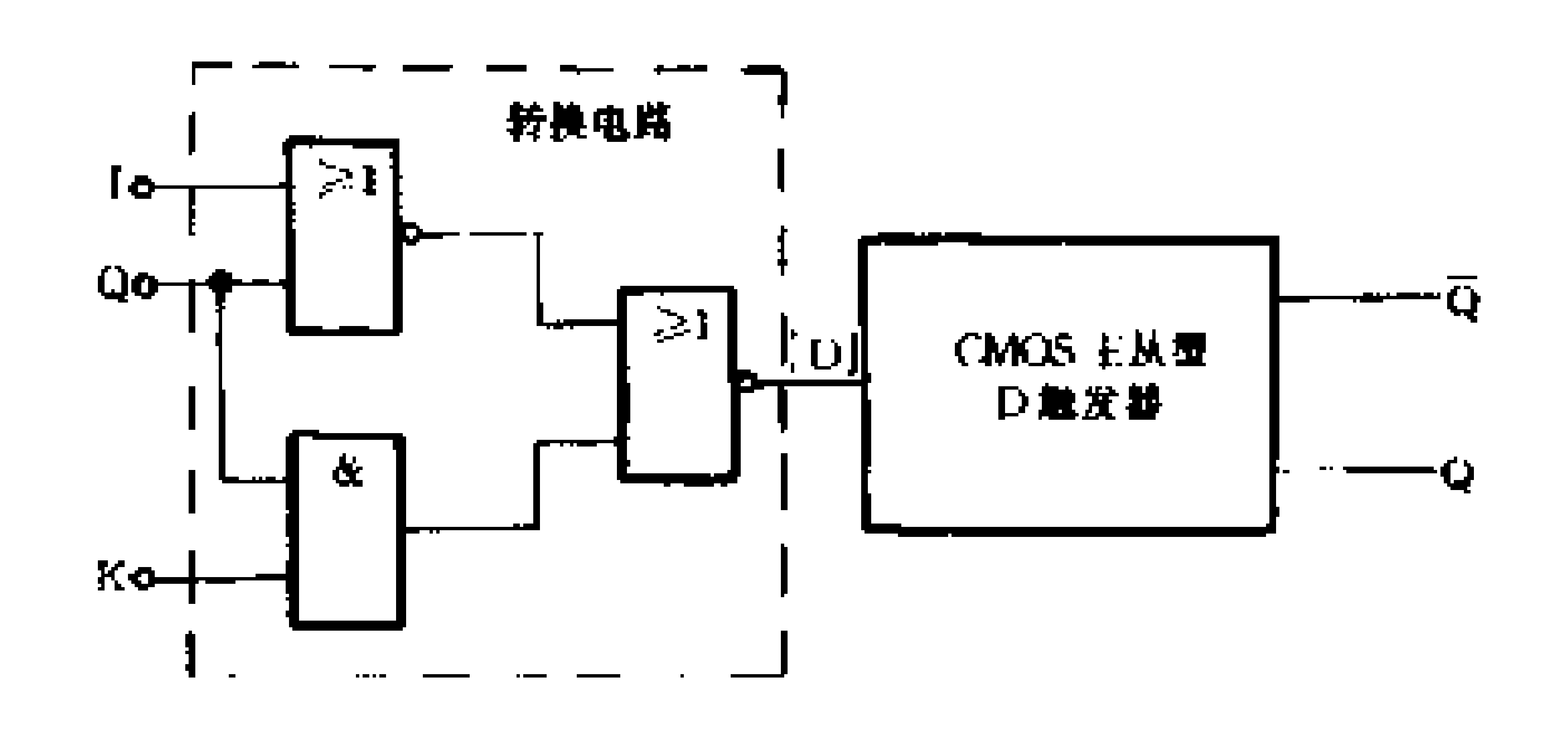


图 8－60 CMOS 主从型 JK 触发器

换电路的逻辑式为

$$D = \overline{J + Q + KQ}$$

根据 D 触发器的逻辑功能

$$Q_{n+1} = D$$

现在用 J、K 端经转换电路控制 D 端，可以推出该触发器的逻辑功能为：

$J = K = 0$，则 $D = \overline{\overline{J + Q_n} + KQ_n} = Q_n$，CP 过后，$Q_{n+1} = D = Q_n$，输出不变；

$J = 0$、$K = 1$，则 $D = \overline{\overline{J + Q_n} + KQ_n} = 0$，CP 过后，$Q_{n+1} = D = 0$，输出为 0；

$J = 1$、$K = 0$，则 $D = \overline{\overline{J + Q_n} + KQ_n} = 1$，CP 过后，$Q_{n+1} = D = 1$，输出为 1；

$J = K = 1$，则 $D = \overline{\overline{J + Q_n} + KQ_n} = \overline{Q}_n$，计数状态。

四、触发器功能的变换

如上所述，集成电路触发器主要有四种基本类型：RS、D、T 和 JK。每一种触发器都具有特定的逻辑功能。在实际应用中，常常是以一种触发器为基础，略加控制逻辑，变换成另一种触发

器。为此，需要介绍不同类型触发器之间的转换方法。

1. 同步 RS 触发器转换为 D、T 和 JK 触发器

(1) RS 触发器转换为 D 触发器

在同步 RS 触发器的两个输入端之间接入一个非门(图 8-61)，则 $R=\bar{S}$，触发器只剩下一个输入端，用符号[D]来表示，就成为 D 触发器。由 RS 触发器的特性表可知，当 $S=1$、$R=0$ 时，时钟脉冲 CP 过后，$Q_{n+1}=1$，亦即$[D]=S=\bar{R}=1$ 时，$Q_{n+1}=1$；而当 $S=0$、$R=1$ 时，时钟脉冲 CP 过后，$Q_{n+1}=0$，亦即$[D]=S=\bar{R}=0$ 时，$Q_{n+1}=0$。由此得出 $Q_{n+1}=D$，符合 D 触发器的逻辑功能。

(2) RS 触发器转换为 T 触发器

图 8-62 所示是由 RS 触发器转换为 T 触发器的逻辑图。

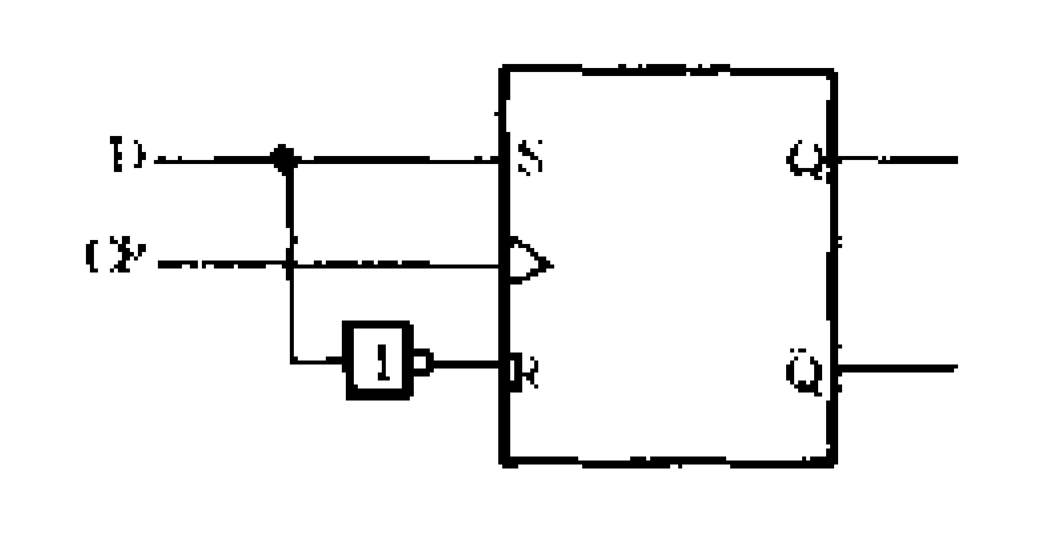


图 8-61 RS 触发器转换成 D 触发器

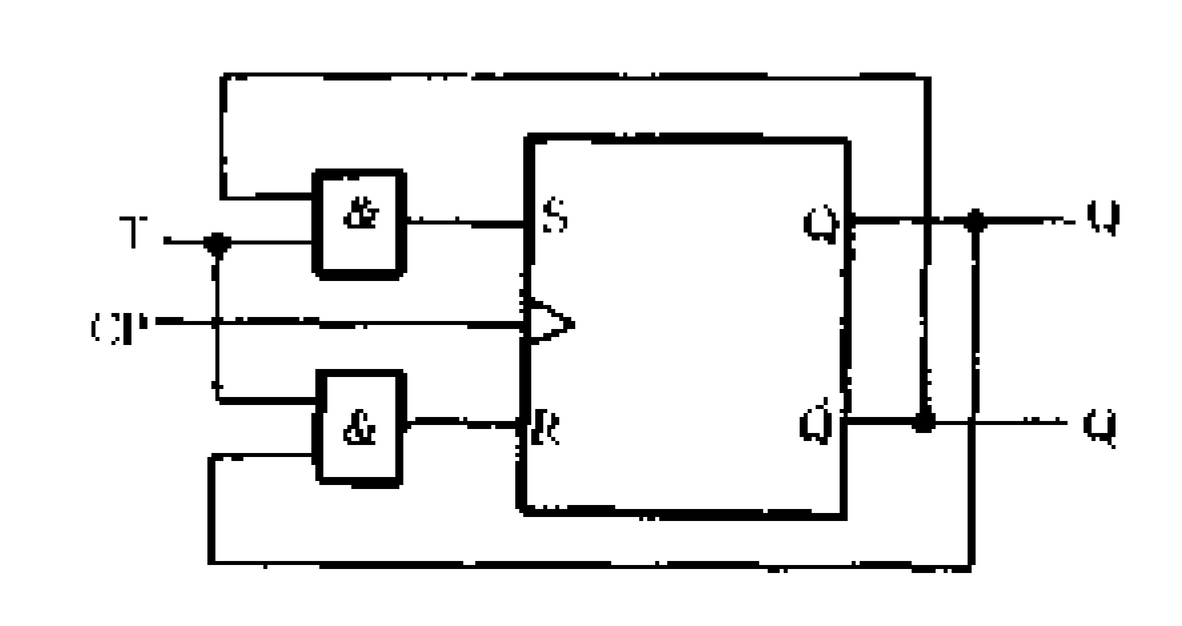


图 8-62 RS 触发器转换为 T 触发器

当 $T=1$ 时，$Q_{n+1}=\bar{Q}_n$，符合 T 触发器的逻辑功能。

图 8-63 是 RS 触发器转换成 T′触发器的逻辑图。

(3) RS 触发器转换为 JK 触发器

图 8-64 所示是 RS 触发器转换为 JK 触发器的逻辑图，读者可试着自行分析。

2. D 触发器转换成 RS、JK、T 触发器

(1) D 触发器转换成 RS 触发器

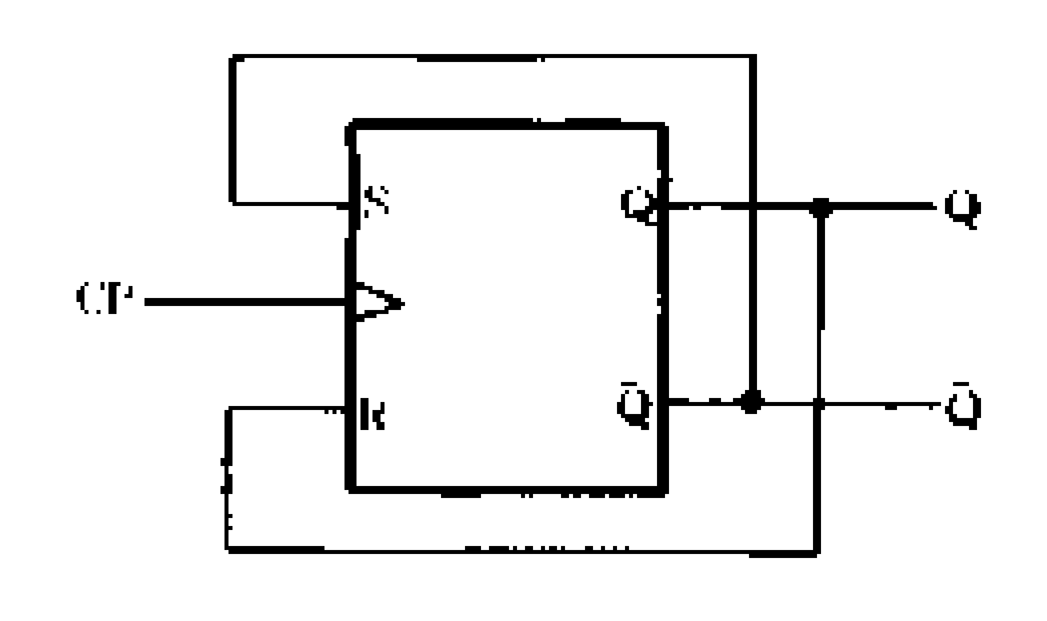


图 8－63 RS 触发器转换为 T′触发器

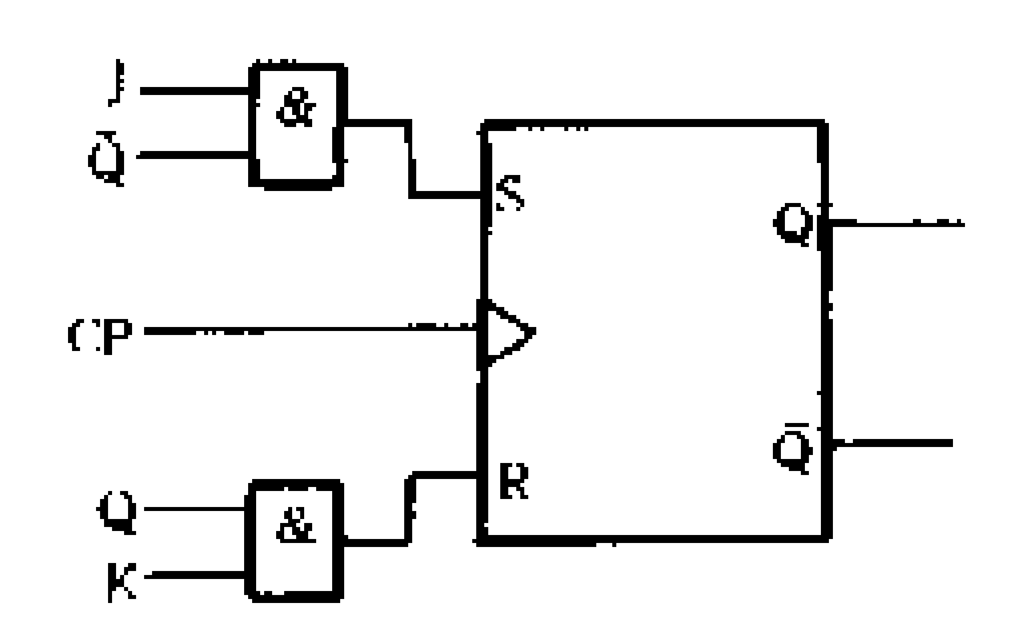


图 8－64 RS 触发器转换为 JK 触发器

前面已经介绍过 D 触发器和 RS 触发器的特性方程

$$Q_{n+1} = D$$

$$Q_{n+1} = S + \bar{R}Q_n$$

因此，只要让 D 触发器的输入信号满足

$$D = S + \bar{R}Q_n = \overline{\bar{S}\cdot\overline{\bar{R}\cdot Q_n}}（反演律）$$

就成为一个 RS 触发器了。图 8－65 就是根据上列逻辑函数式

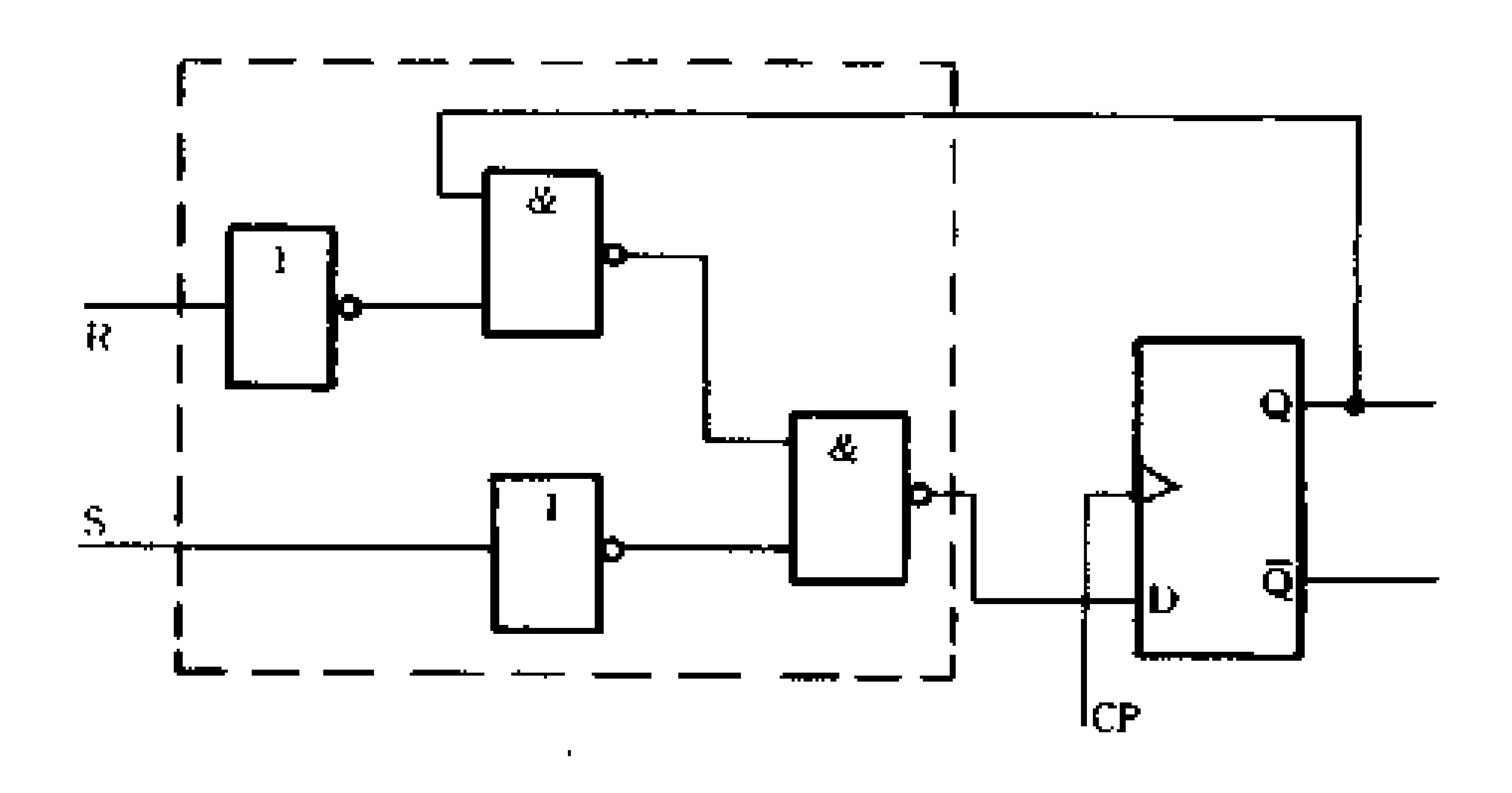


图 8－65 D 触发器转换成 RS 触发器

绘出的逻辑图，虚线框内是转换电路。

(2) D 触发器转换为 JK 触发器

根据 JK 触发器的特性方程

$$Q_{n+1} = J\overline{Q}_n + \overline{K}Q_n$$

D触发器的输入信号应变换为

$$D = J\overline{Q}_n + \overline{K}Q_n = \overline{\overline{J\overline{Q}_n} \cdot \overline{\overline{K}Q_n}}(\text{反演律})$$

由此可以绘出D触发器转换成JK,触发器的转换电路,如图8-66所示.

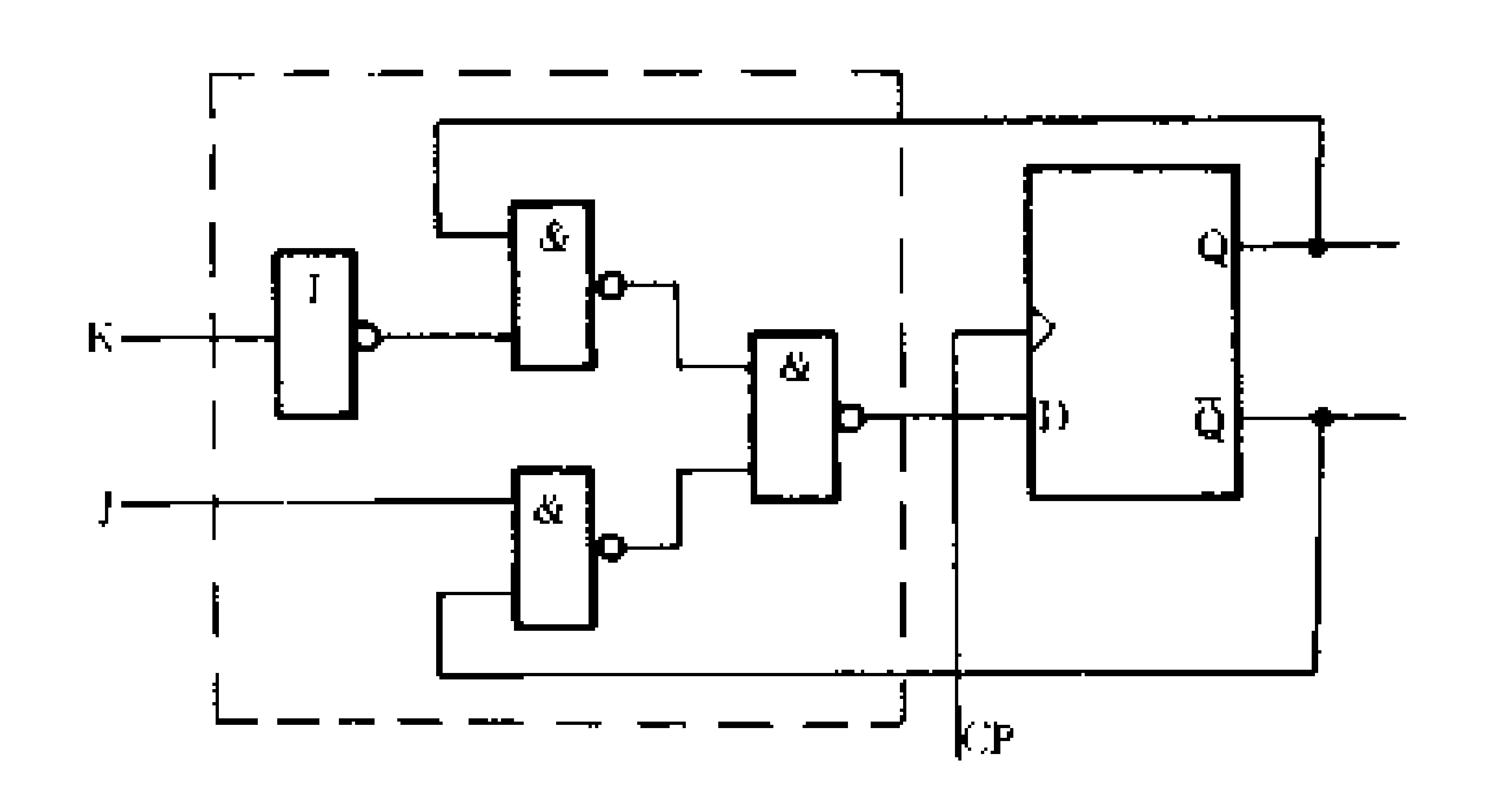


图8-66 D触发器转换成JK触发器

(3) D触发器转换成T触发器和T'触发器

已知T触发器的特性方程为

$$Q_{n+1} = T\overline{Q}_n + \overline{T}Q_n$$

由此可以列出转换电路的逻辑式

$$D = T\overline{Q}_n + \overline{T}Q_n$$

为了使转换电路由与非门组成,运用反演律对上式进行变换

$$D = \overline{\overline{T\overline{Q}_n} \cdot \overline{\overline{T}Q_n}}$$

其转换电路如图8-67所示。

T'触发器的特性方程为

$$Q_{n+1} = \overline{Q}_n$$

所以,由D触发器转换为T'触发器的逻辑式为

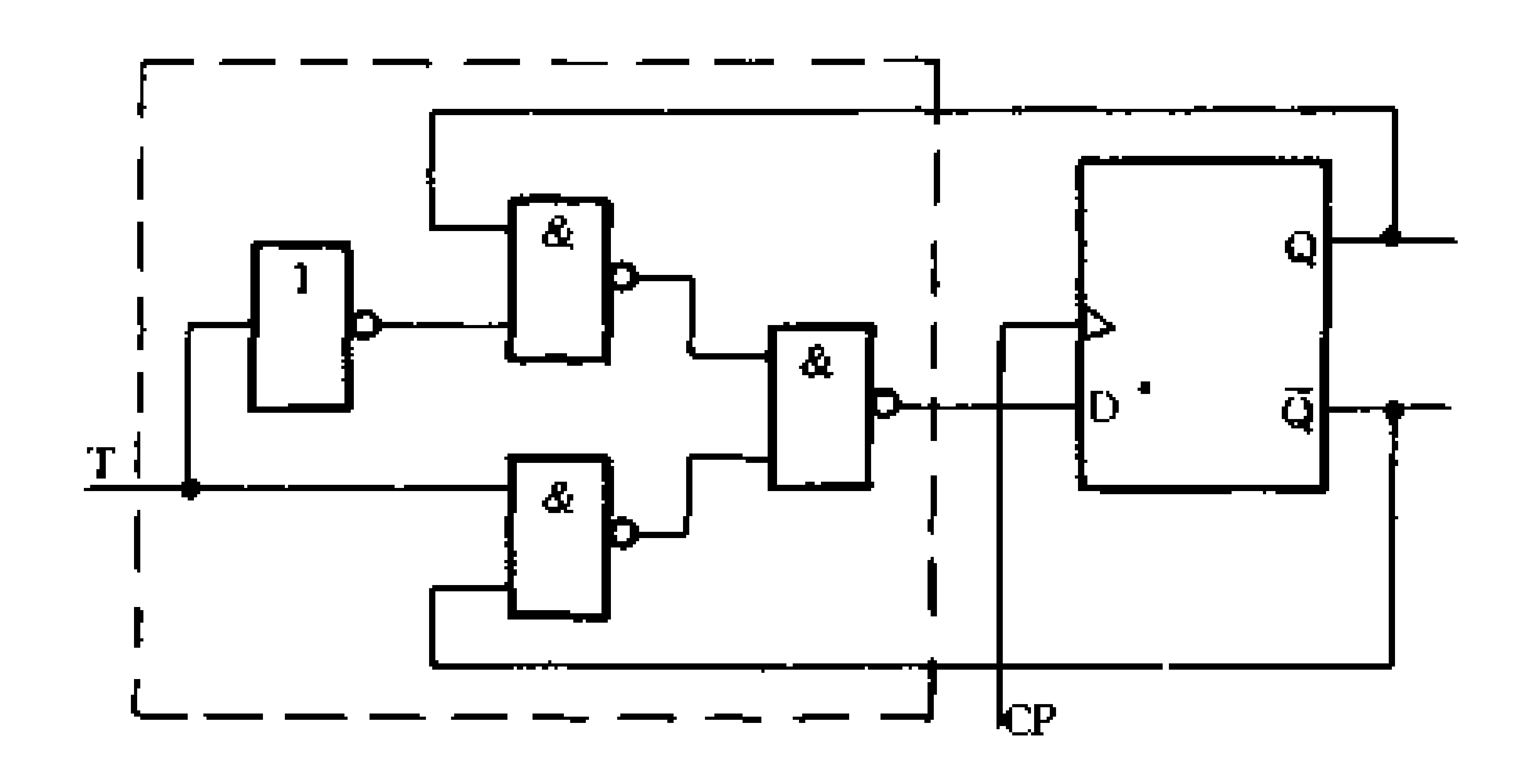


图 8－67　D 触发器转换成 T 触发器

$$D = \overline{Q}_n$$

只需将 D 触发器的 $\overline{Q}$ 端接回［D］输入端就变成了 T′触发器，如图 8－68 所示。

3. JK 触发器转换成 RS、D、T 触发器

(1) JK 触发器转换为 RS 触发器

大家已经熟悉了 JK 触发器和 RS 触发器的特性方程，为了得到转换逻辑式，首先将 RS 触发器的特性方程稍作变换

$$Q_{n+1} = S + \overline{R}Q_n = S(Q_n + \overline{Q}_n) + \overline{R}Q_n$$
$$= S\overline{Q}_n + (S + \overline{R})Q_n = S\overline{Q_n} + \overline{\overline{S}R}Q_n$$

把它与 JK 触发器的特性方程对比，可以得到

$$\begin{cases} J = S \\ K = \overline{S}R \end{cases}$$

由此可以得到转换电路如图 8－69 所示。

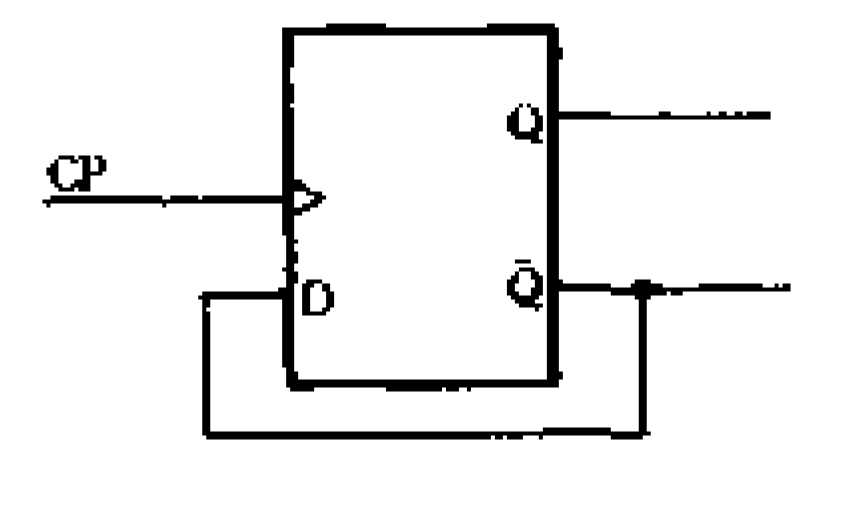


图 8－68　由 D 触发器转换成 T′触发器

(2) JK 触发器变换成 D 触发器

在设计转换电路时，可以把 D

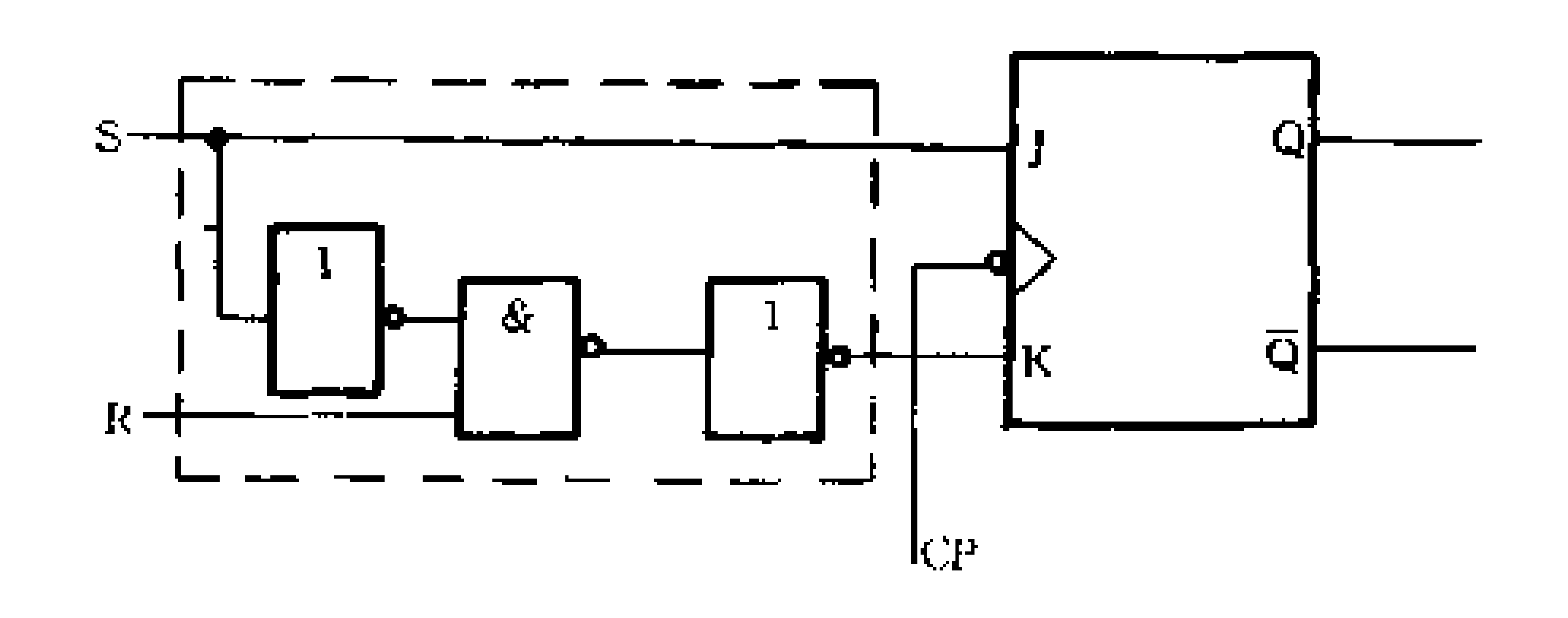


图 8-69 JK 触发器转换成 RS 触发器

触发器的特性方程变换为 JK 触发器特性方程的形式

$$
\begin{aligned}
Q_{n+1} &= D \\
&= D(Q_n + \overline{Q}_n) \\
&= DQ_n + D\overline{Q}_n
\end{aligned}
$$

由此得到

$$J = D, K = \overline{D}$$

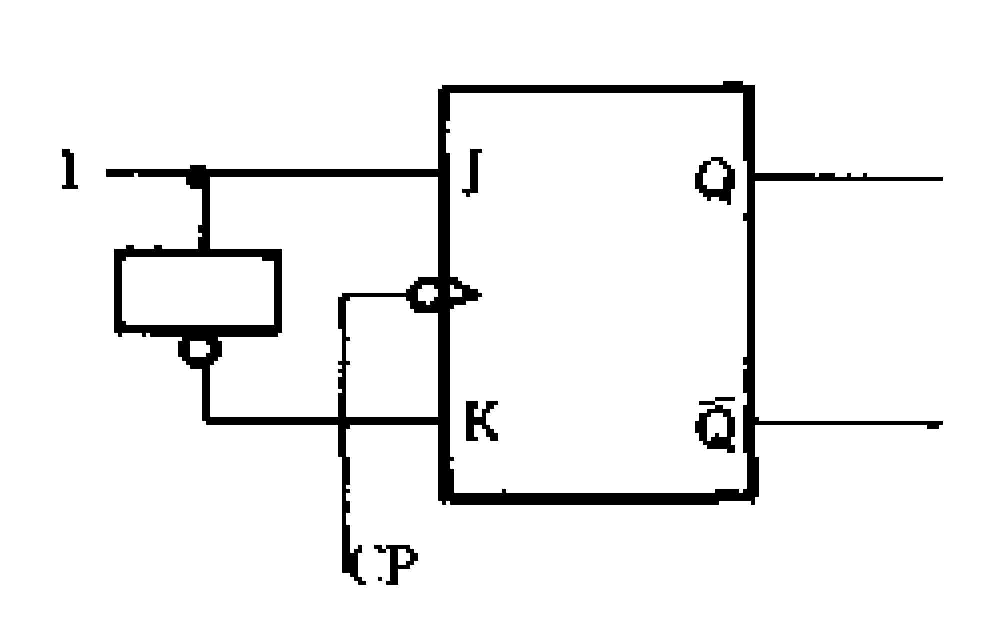


图 8-70 JK 触发器转换成 D 触发器

转换电路如图 8-70 所示。

(3) JK 触发器转换为 T 触发器

首先分别列出 T 触发器和 JK 触发器的特性方程

$$Q_{n+1} = T\overline{Q}_n + \overline{T}Q_n$$

$$Q_{n+1} = J\overline{Q}_n + \overline{K}Q_n$$

对照后得出 J = K = T

这就得到 T 触发器，如图 8-71 所示。图 8-72 是由 JK 触发器转换成的 T'触发器。

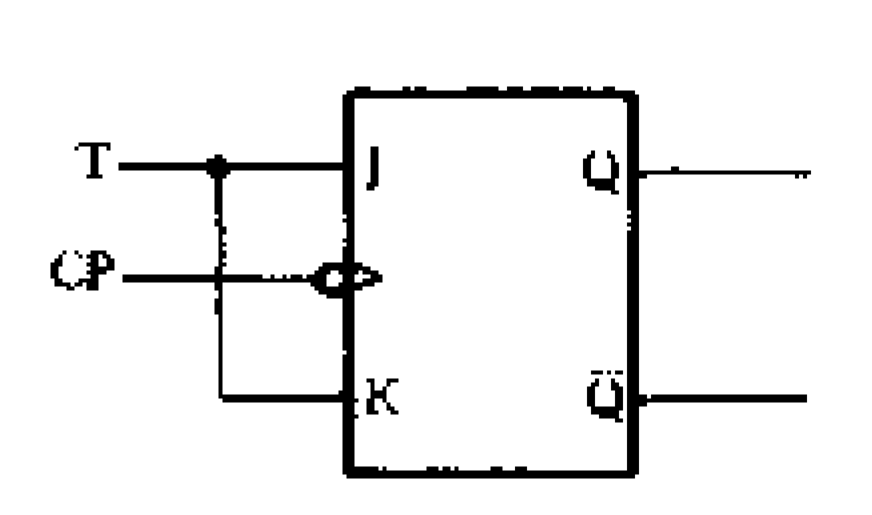


图 8-71 JK 触发器转换成 T 触发器

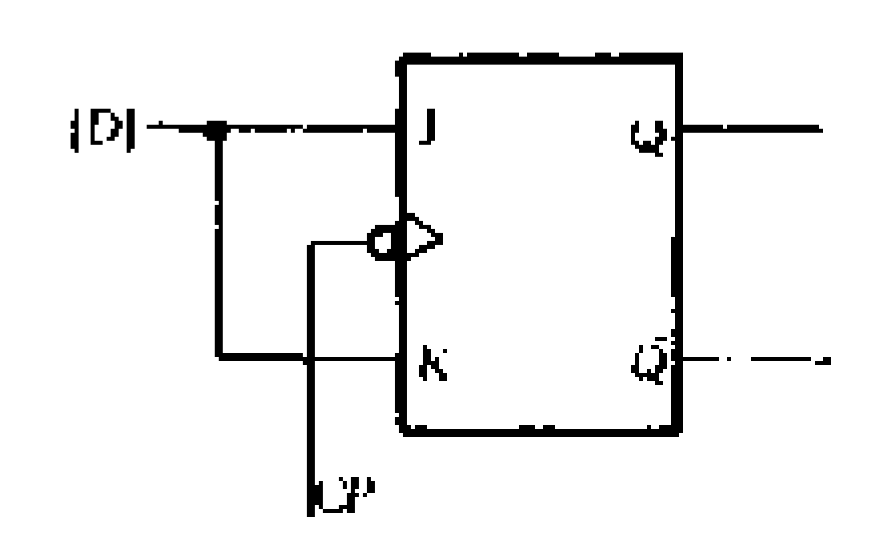


图 8-72 JK 触发器转换成 T′触发器

第五节 计数器

计数器的用途十分广泛,它不仅可以用来计数,还可以用作数字系统中的定时电路和执行数字运算等。目前,几乎每一种数字设备中都使用着计数器。本节重点分析集成电路计数器的逻辑电路和工作原理,为无线电爱好者制作数字设备打下基础。

一、二进位计数制

人们日常生活中所用的数是十进制数。在十进位计数制中,采用 0、1、2、3、4、5、6、7、8、9 共十个不同的数码。十进制数的特点是逢十进一,每个数码在数中的位置不同而有不同的含义,即每位有它的"权"。例如"1991"这个四位十进制数可以表示为

$$1991 = 1000 + 900 + 90 + 1$$
$$= 1 \times 10^3 + 9 \times 10^2 + 9 \times 10^1 + 1 \times 10^0$$

其中 10^3、10^2、10^1、10^0 即是每位的"权",每位的数码乘以该位的"权",就得到该位的大小。所以,十进制数中的任何一个正整数 N 都可以用下式表示:

$$N = a_n \times 10^{n-1} + a_{n-1} \times 10^{n-2} + \cdots\cdots + a_1 \times 10^0$$

式中 a_n、a_{n-1}……a_1 是分别对应各位的十进制数码，n 是正整数。

在计数器中采用十进制数是相当困难的，因为十进制数有十个数码，需要电路具有十种不同的状态，分别表示这十个数码，这是难以做到的。大家知道，触发器有两种不同的状态，可以分别表示 0 和 1 两个数码，用它进行二进制计数简单易行。所以计数器普遍采用二进位计数制。

二进制的基本规律是逢二进一，任何一个二进制数只含有 1 和 0 两个数码。同十进制数一样，每个数码也因其在数中的位置不同而有不同的含义。例如，二进制数“110101”，按照逢二进一的规则，右边第一个数“1”表示 2^0 位，第二个数“0”表示 2^1 位，第三个数“1”表示 2^2 位。依次向左分别为 2^3 位、2^4 位和 2^5 位。上例二进制数 110101 可表示为

$$(110101)_2 = 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = (53)_{10}$$

把二进制数变换成十进制数一般可以写成

$$(A_nA_{n-1}A_{n-2}\cdots\cdots A_1)_2 = A_n \times 2^{n-1} + A_{n-1} \times 2^{n-2} + A_{n-2} \times 2^{n-3} + \cdots\cdots A_1 \times 2^0 = (N)_{10}$$

上式中 A_n、A_{n-1}、A_{n-2} 等是二进制数码，n 是正整数，式中 2^{n-1}、2^{n-2}、2^{n-3}……2^0 等就是二进制各位的“权”。

下面简单介绍二进制数与十进制数的互换法则。

1. 二进制整数转换成十进制数

根据二进制数的“权”可知：最低位若是 1，表示 $2^0=1$，第二位若是 1，表示 $2^1=2$……等。第 n 位若是 1，则表示 2^{n-1}。

例如，将二进制数 101101 转换成十进制数，则

$$(101101)_2 = (2^5 + 2^3 + 2^2 + 2^0)_{10} = (45)_{10}$$

2. 十进制整数转换成二进制数

十进制整数转换为二进制数时，只要把这个数除以 2，除得尽时，说明最低位为 0；除不尽，则最低位为 1。再把其商除以 2，除得尽时，末前位为 0；除不尽，末前位为 1。再把其商除以 2……直到所得商等于 1 为止。

例如，将十进制数 27 转换成二进制数，可按上述原则列出图 8－73 所示的算式。图中箭头表示由高位到低位的方向。所以，该二进制数为“11011”。

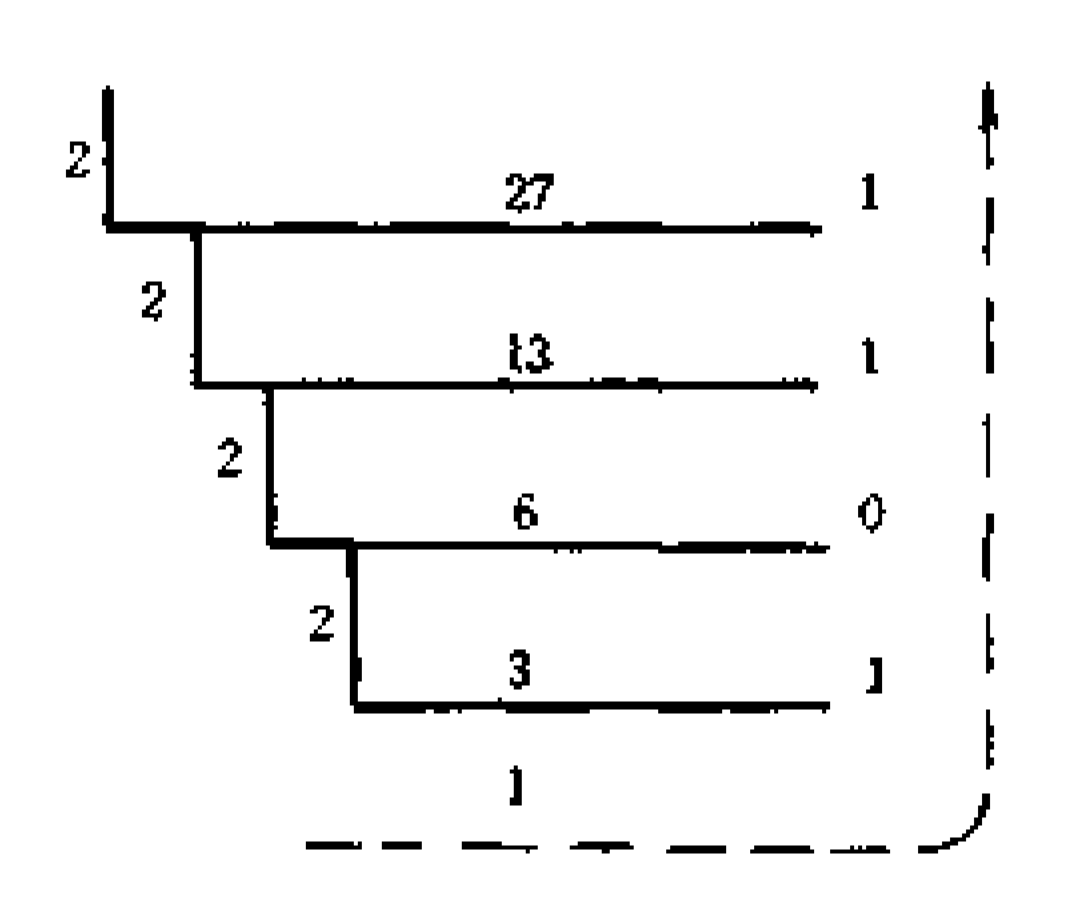


图 8－73　十进制数转换成二进制数

二、二进制计数器

大家知道，触发器有两个稳定状态，分别用“1”和“0”表示。T′触发器的功能是，每来一个触发脉冲，触发器的状态翻转一次，利用触发器状态的变化，记忆脉冲到来的次数。图 8－74 示出了 T′触发器的逻辑符号和波形图。由图可见，T′触发器的输入端每输入两个脉冲，输出端 Q 输出一个脉冲，具有逢二进一的计数功能。所以，一个 T′触发器就能构成一个一位二进制计

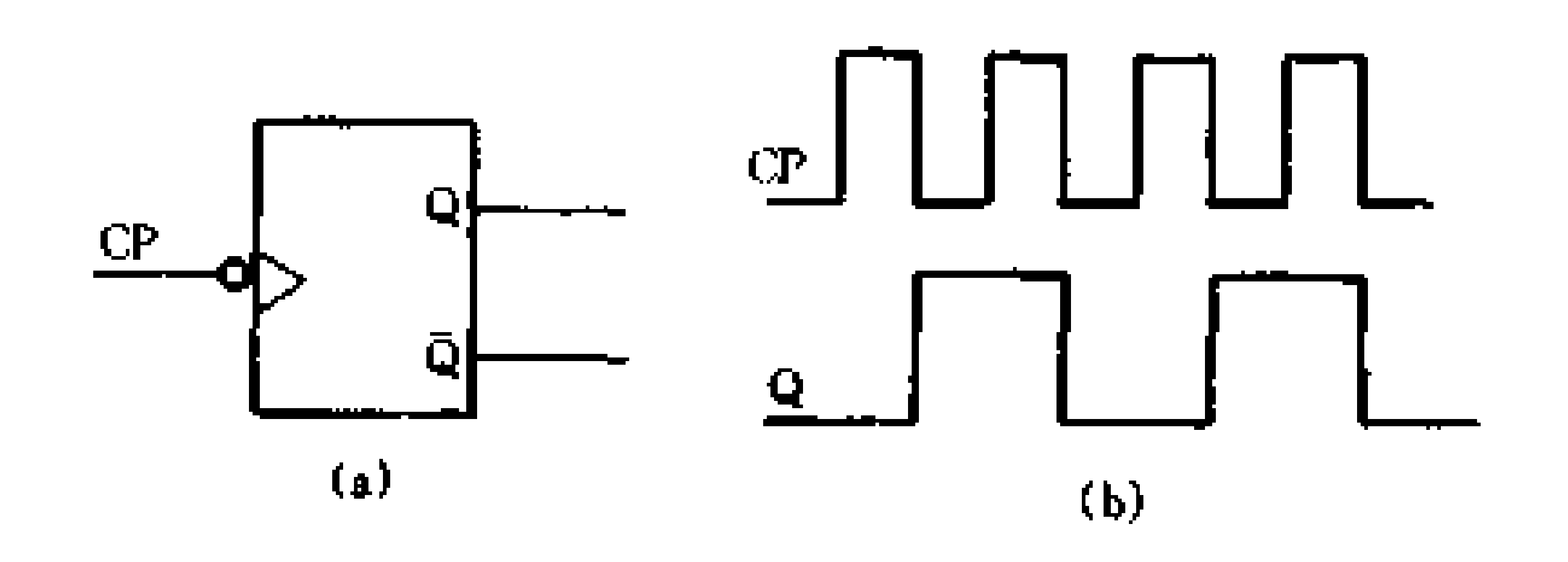


图 8－74　触发器的计数功能

数器。

如果我们把三个 T'触发器串联起来，低位的输出作为高位的输入。从最低位的输入端输入计数脉冲 CP，从最高位的 Q 端输出进位脉冲，这就是一个三位二进制计数器，如图 8－75 所示。这里，T'触发器是用触发脉冲的下降沿触发的。

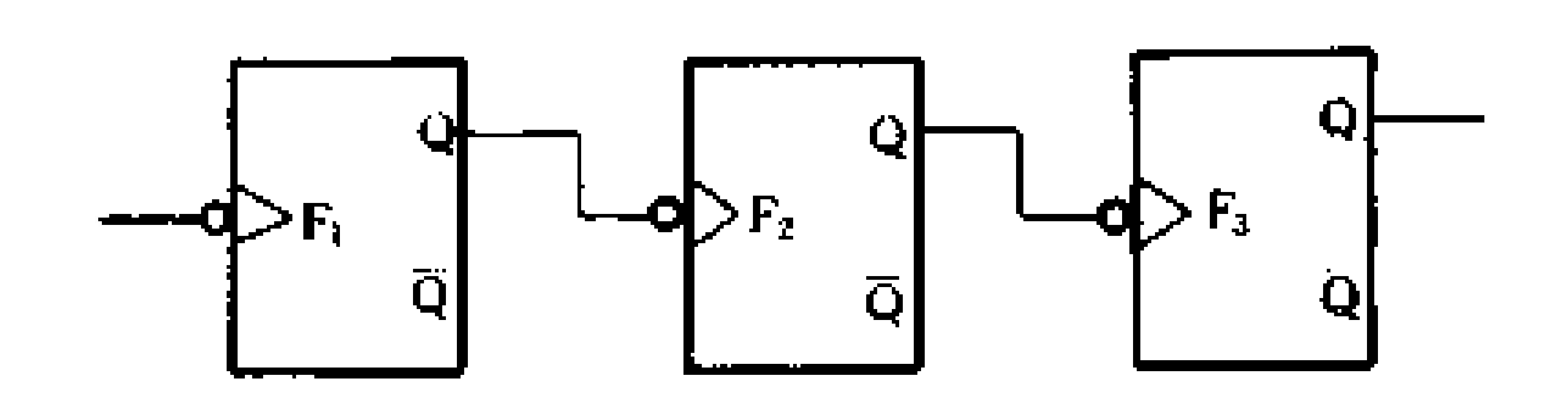


图 8－75　三位二进制计数器

图 8－76 画出了从 CP 端连续输入计数脉冲时，各个触发器输出端的脉冲波形，由图可以直观地看到：最低位触发器 F_1 是每来一个计数脉冲就要翻转一次；第二位触发器 F_2 是在 F_1 由“1”变“0”（即有进位）时才翻转一次；F_3 是在 F_2 由“1”变“0”时才翻转一次，这就实现了二进制计数。

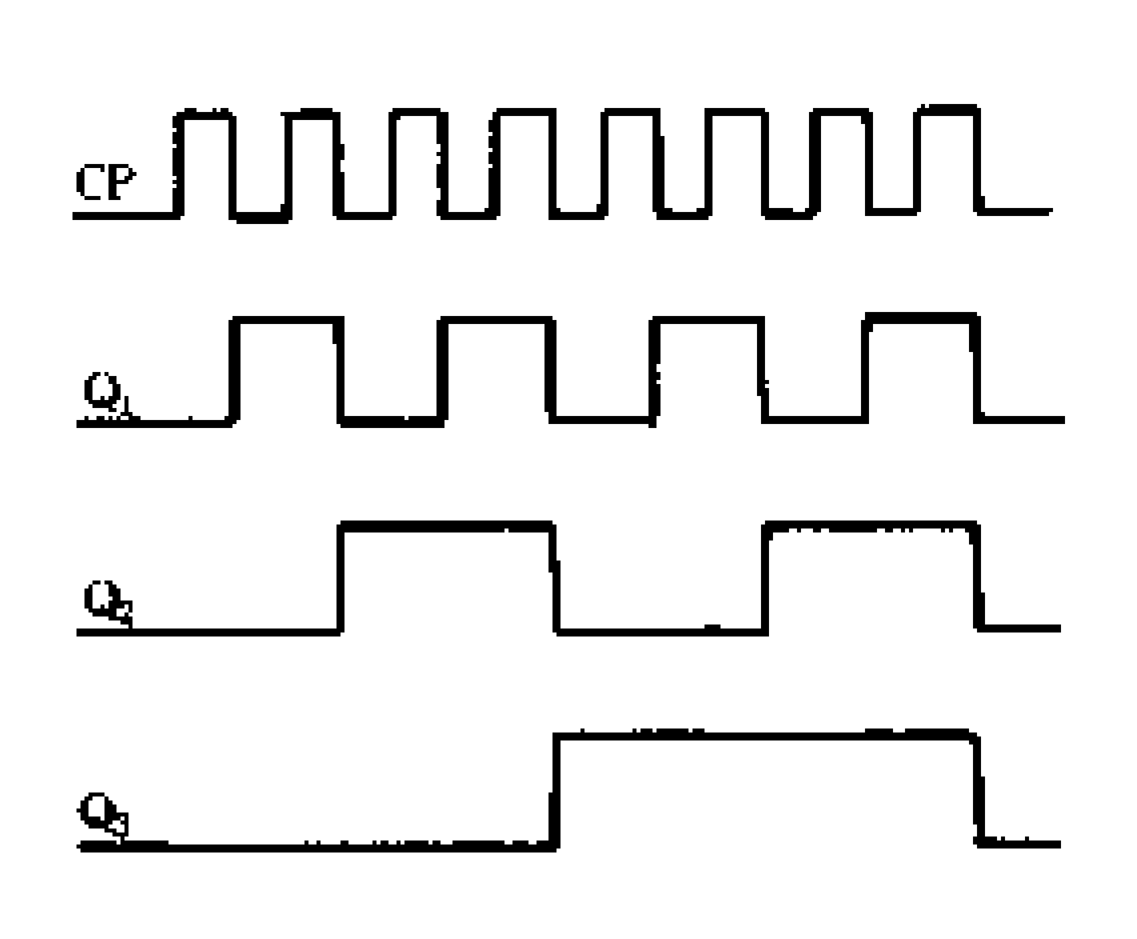


图 8－76　二进制计数器波形图

表 8－16 是四位二进制计数器的计数顺序表。

对于一个 n 位的二进制计数器，因为总共有 2^n 个状态，所以每输入 2^n 个计数脉冲后，计数器的状态就要循环一次。

上面介绍的由 T'触发器串联起来组成的二进制计数器，进位信号是逐级传送的，使计数速度受到了限制。目前，集成电路计数器为了提高计数速度，可以把计数脉冲同时加到各个触发

器上，使各级触发器的状态变换与输入脉冲同步，这种计数器叫同步计数器。

表 8－16　　　　二进制计数器计数顺序表

计数顺序	二进制数				十进制数
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
5	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	1	0	1	0	10
11	1	0	1	1	11
12	1	1	0	0	12
13	1	1	0	1	13
14	1	1	1	0	14
15	1	1	1	1	15

怎样才能实现各级触发器的状态变换与输入计数脉冲同步呢？由表 8－16 的二进制加法计数顺序表可以看出：第一级触发器 F_1 每来一个计数脉冲翻转一次，因此 F_1 输入端 $T_1 = 1$。第二级触发器 F_2 是在第二级触发器 $Q_1 = 1$ 时，再来计数脉冲才能翻转，因此 F_2 输入端 $T_2 = Q_1$。第三级触发器 F_3 是在 $Q_1 = Q_2 = 1$ 时，计数脉冲到来才翻转，所以 $T_3 = Q_1Q_2$。第四级触发器 F_4 是在 $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 1$ 时，再来计数脉冲才翻转，即 $T_4 = Q_1Q_2Q_3$。根据上述条件，四位二进制加法计数器可按表 8－17 所列逻辑式

进行级间连接。

表 8－17　　　同步二进制计数器的各级连接

触发器级别	触发翻转的条件	输入逻辑式
F_1	每输入一个脉冲翻转一次	$T_1=1$
F_2	$Q_1=1$	$T_2=Q_1$
F_3	$Q_1=Q_2=1$	$T_3=Q_1Q_2$
F_4	$Q_1=Q_3=1$	$T_4=Q_1Q_2Q_3$

同步计数器可以用 JK 触发器组成，但触发器应接成 T′触发器，即 T＝J＝K，只有当 T＝1 时，来一个计数脉冲才翻转一次。

图 8－77 所示是由 JK 触发器组成的同步二进制加法计数器的逻辑电路。

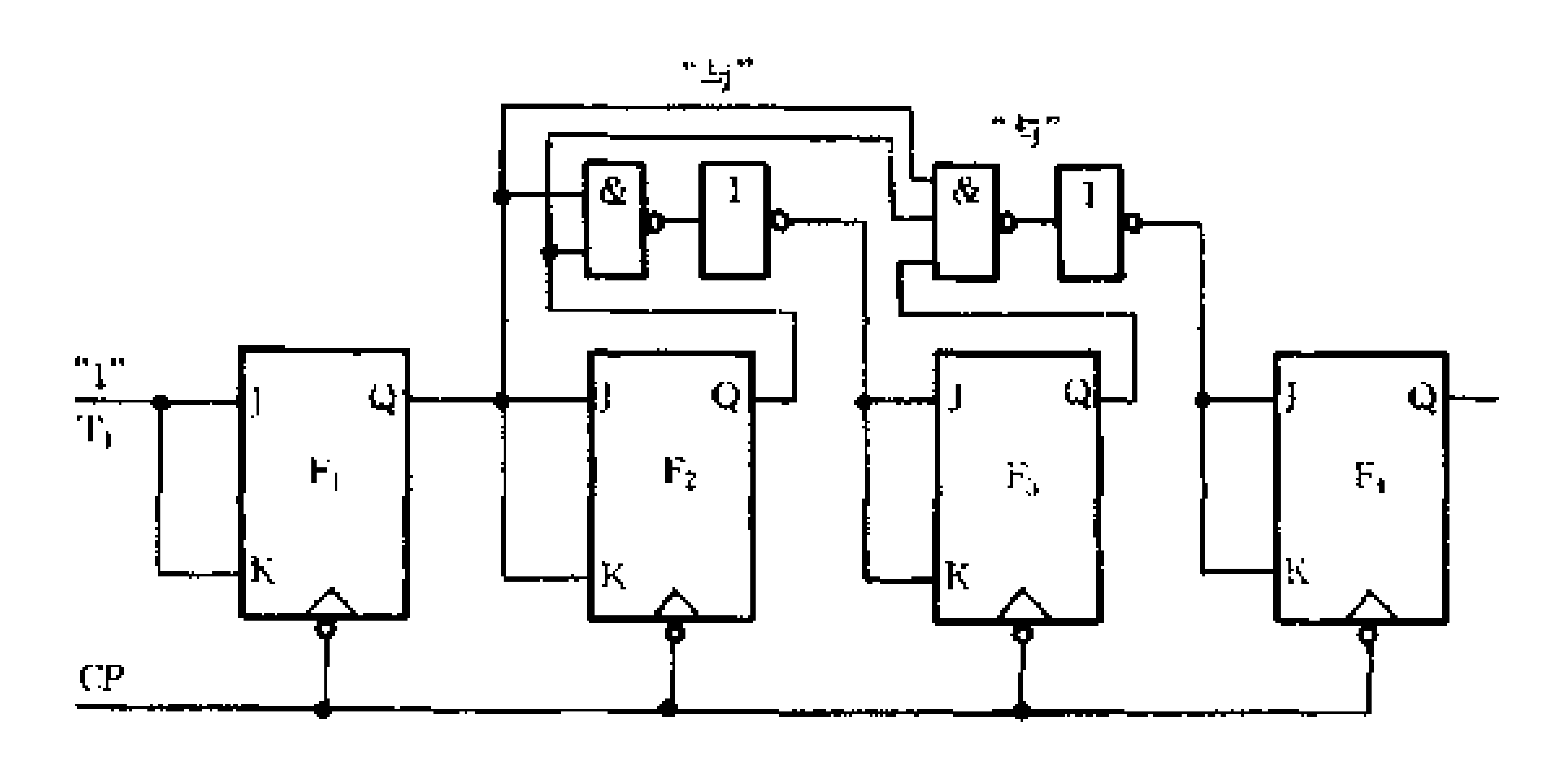


图 8－77　同步二进制加法计数器

三、十进制计数器

1．二—十进制编码

大家知道，触发器是组成计数器的基本单元。触发器的两

个状态可以用来表示二进制数中 0 和 1 两个数码。但是，组成十进制计数器，要求电路有十个状态，分别代表十进制的十个数码，而这样的电路难于直接找到。目前，广泛采用的是在二进制码的基础上，经过改造，编成十进制码，即用十个二进制码分别表示十进制数的十个数码，称为二—十进制编码，简称为 BCD 代码。由于三位二进制数只能表示八个状态。而四位二进制数则可以表示 16 个状态，我们可以在 16 个状态中选取 10 个状态。因此，要用具有四位的二进制计数器来构成十进制计数器的一位。

怎样在四个触发器给出的 16 个状态中选出其中 10 个状态并按一定的顺序来表示十进制计数器中的 10 个数码呢？目前常用的是“8－4－2－1”编码。由表 8－18 可见，十进制数若采用这种编码，则当输入计数脉冲个数从 1 到 9 时，计数器的状态和二进制计数器完全相同，只是第 10 个脉冲输入后，四个触发器的状态都应为 0，跳过“1010”～“1111”这 6 个状态。因此，8421 编码的十进制计数器，可以在四位二进制计数器逻辑结构的基础上，增加控制逻辑，使得计数器在第 10 个脉冲作用后，四个触发器的状态都为 0。

这里的 8、4、2、1 是指这种编码各位所具有的十进制数值，称为该位的“权”，所以属于有权代码。

如上所述，所谓编码就是人为地规定一种代码，就好像一个用户要安装一台电话机，电话局根据用户的申请编定一个确定的电话号码一样。代码编定以后，我们就以此为依据组成相应的计数器。

2. 同步十进制加法计数器

图 8－78 所示是同步十进制加法计数器的典型逻辑电路。它使用四个 JK 触发器组成十进制计数器的一个计数位。根据

表 8－18　　二进制计数器计数顺序表

计数顺序	二进制数				十进制数
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
5	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	1	0	1	0	
11	1	0	1	1	
12	1	1	0	0	
13	1	1	0	1	
14	1	1	1	0	
15	1	1	1	1	
权	8	4	2	1	

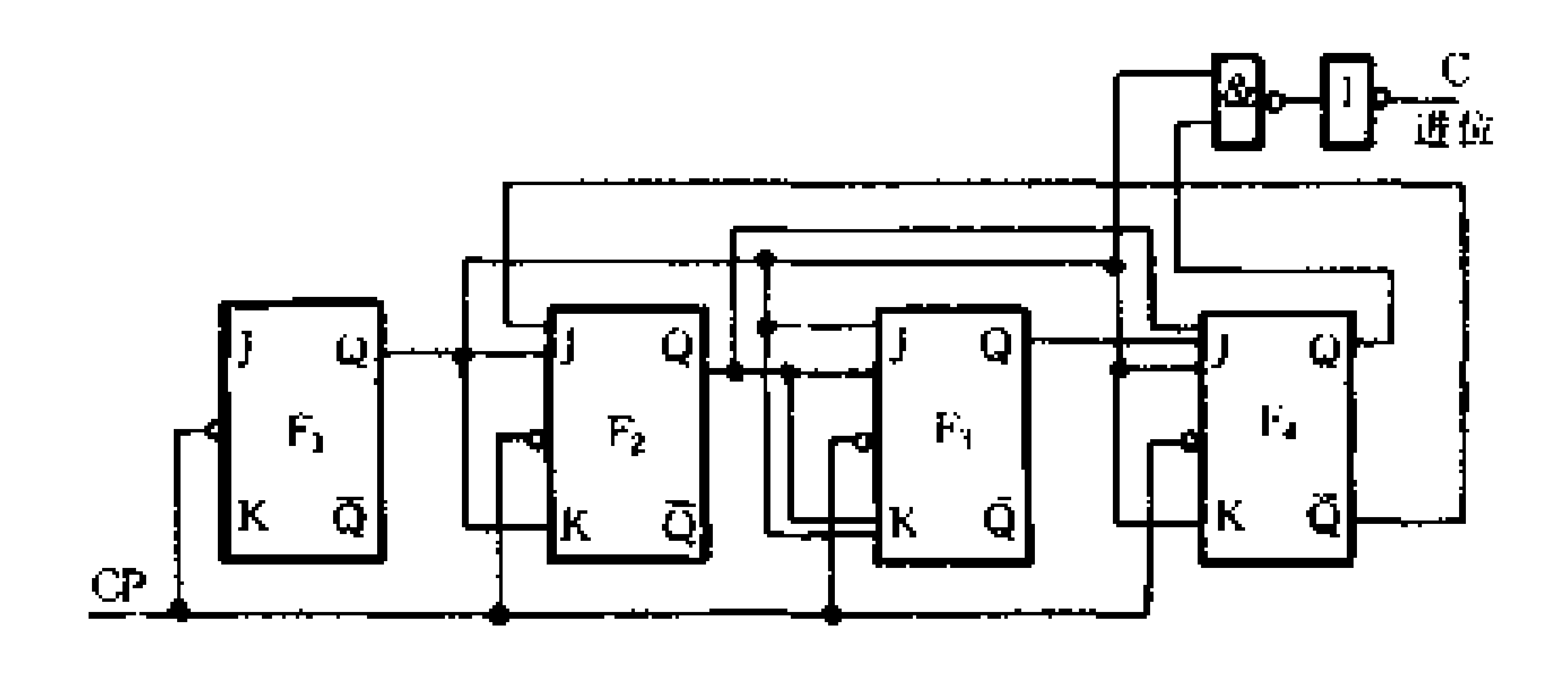


图 8－78　同步十进制加法计数器

逻辑图可以列出每个触发器输入端的逻辑表达式

$$F_1 \qquad J_1 = K_1 = 1$$

$$F_2 \qquad J_2 = Q_1\overline{Q_4},\ K_2 = Q_1$$

$$F_3 \qquad J_3 = K_3 = Q_1Q_2$$

$$F_4 \qquad J_4 = Q_1Q_2Q_3,\ K_4 = Q_1$$

这一组逻辑式称为电路的驱动方程。

前面已经介绍过 JK 触发器的特性方程

$$Q_{n+1} = J\overline{Q_n} + \overline{K}Q_n$$

把每个触发器的驱动方程代入它的特性方程后，得到每个触发器的状态方程。

即

$$(Q_1)_{n+1} = J_1\overline{Q_1} + \overline{K_1}Q_1 = \overline{Q_1}$$

$$(Q_2)_{n+1} = J_2\overline{Q_2} + \overline{K_2}Q_2 = Q_1\overline{Q_4}\,\overline{Q_2} + \overline{Q_1}Q_2$$

$$(Q_3)_{n+1} = J_3\overline{Q_3} + \overline{K_3}Q_3 = Q_1Q_2\overline{Q_3} + \overline{Q_1Q_2}Q_3$$

$$(Q_4)_{n+1} = J_4\overline{Q_4} + \overline{K_4}Q_4 = Q_1Q_2Q_3\overline{Q_4} + \overline{Q_1}\,\overline{Q_4}$$

由图 8－78 可见，计数器的进位信号可由输出方程表示，即

$$C = Q_1Q_4$$

由上列驱动方程及输出方程可见，在时钟脉冲过后电路的状态仅取决于电路的原状态。若计数器从 0000 开始计数，则可由状态方程与输出方程列出电路的状态转换真值表，如表 8－19 所示。

由表 8－19 可见，从 0000 到 1001 的转换规律和同步二进制计数器一样，值得注意的是，按计数顺序，当第 10 个计数脉冲过后，触发器的状态应回到 0000，并输出一个进位脉冲，这样才能实现“逢十进一”的十进制计数。在时钟脉冲 CP 的作用下怎样由 1001 状态一下子转换成 0000 状态呢？这就是逻辑设计中要解决的关键问题。

表 8-19　　十进制加法计数器状态转换真值表

计数顺序	计数器状态				输出状态
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1

如果按照四位二进制计数器的计数顺序(表 10 - 16),第 10 个计数脉冲过后,计数器的状态将由 1001 转换成 1010。现在需要按十进制计数,就要求电路在第 10 个计数脉冲过后,计数器的状态由 1001 转换成 0000。电路中控制逻辑的任务是在 1001 状态的基础上,第 10 个计数脉冲到来时,保持 F_2、F_3状态为 0 不变,而 F_1、F_4同时被置 0,图 8 - 78 中,将 $\overline{Q}_4=0$ 引回到 F_2的 J 端,即 $J_2=Q_1\overline{Q}_4=0$,$K_2=Q_1=1$,按 JK 触发器的功能"JOK1,输出为 0",第 10 个计数脉冲过后,F_2保持为 0。此时,F_1由 1 变 0,F_3为 0 不变。由于 $J_4=Q_1Q_2Q_3=0$,$K_4=Q_1=1$,所以第 10 个计数脉冲过后,F_4也变为 0。这样,就能实现十进制计数。

3. 中规模集成电路计数器

这一节简要地介绍了计数器的逻辑电路和工作原理。组成计数器的主要是触发器和门电路,结构比较复杂。目前,各种计数器都制成了中规模集成电路,即将组成计数器的触发器和门电路集中制作在一小块硅片上,封装后通过外引线与外部电路

连接。图 8－79 是国产的 C150、C180、C210 系列十进制加法计数器的外形及管脚排列图。这类计数器的输入端子有三个，它们的作用是：

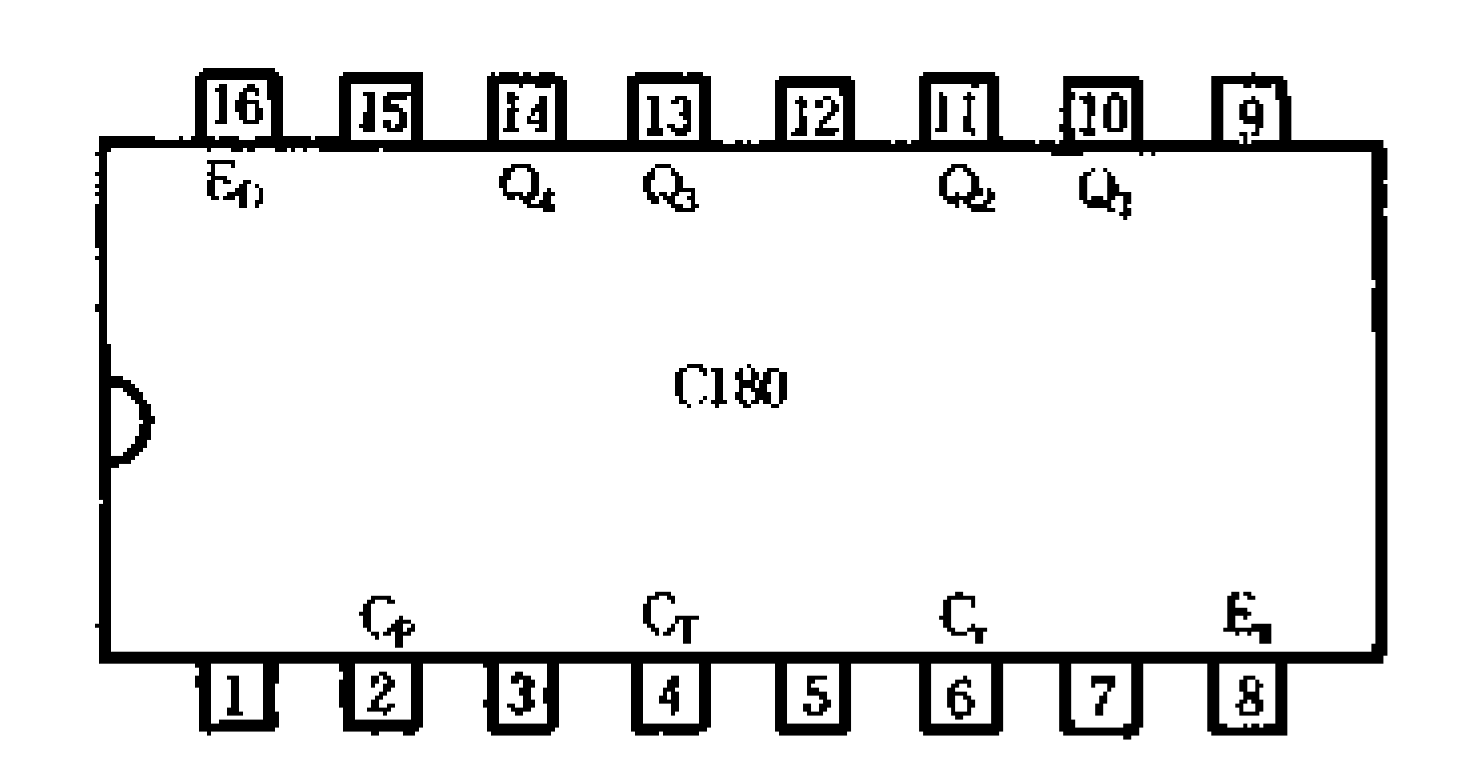


图 8－79 集成电路计数器外形及管脚排列

C_p——采用上升沿触发时，时钟脉冲输入端子。当 C_T端子为高电平“1”时，C_p上升沿到来，计数器进行计数。而当 C_T端子为低电平“0”时，即使 C_p为上升沿，计数时钟脉冲也被禁止输入，计数器状态不变。

C_T——采用下降沿触发时，时钟脉冲输入端子。当 C_p端子为低电平“0”时，C_T下降沿到来，计数器进行计数。而当 C_p端子为高电平“1”时，即使 C_T为下降沿，计数时钟脉冲也被禁止输入，保持原状态不变。

C_r——计数器复位端子。正常计数时 $C_r=0$。当 $C_r=1$ 时，计数器内容被清零复位。

同步十进制加法计数器的真值表如表 8－20 所示。

表 8-20　　同步十进制加法计数器真值表

输入			输出			
C_p	C_T	C_r	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
φ	φ	1	0	0	0	0
↓	φ	0	保持			
φ	↑	0	保持			
↑	0	0	保持			
1	↓	0	保持			
↑	1	0	计数			
0	↓	0	计数			

"φ"为任意状态

第六节　译码器及数字显示器

在各种数字电子设备中，计数器的计数状态常常需要通过显示器件直观地显示出来。显示一个二进制数是很简单的，因为一位二进制数只有"1"和"0"两个数字，如果采用小型指示灯或发光二极管的亮来表示 1，灭来表示 0，这样，用 n 个指示灯或发光二极管就可以显示一个 n 位二进制数。若要显示十进制数，由于十进制计数器是用 10 个四位二进制代码分别代表 0～9 这 10 个十进制数码，这就需要把计数器的给定数码"翻译"成 10 种不同的状态，并使 10 路输出通道中相应的一路有信号输出，实现这一功能的逻辑电路叫译码器。

一、二进制译码器

为了初步了解译码电路原理，我们以一个两位二进制计数

器的译码电路为例进行分析。大家知道,一个两位二进制计数器,共有"00"、"01"、"10"、"11"四组数码,分别代表0、1、2、3这四个十进制数字。对这种最简单的两位二进制数码进行译码时,只要用四个与门,就可以判断和区分这四个数码中的一个,相应的输出线上就有信号输出。图8-80示出了两位二进制代码译码器的逻辑电路。例如,输入的数码是"00",则表示0的一路输出通道的与门Y_0应该有信号输出,因为此时$Q_1=Q_2=0$,所以$\overline{Q}_1=\overline{Q}_2=1$,用$\overline{Q}_2$和$\overline{Q}_1$去控制与门$Y_0$,则$Y_0$有信号输出,其余三路与门的输出线上都没有信号输出。又如,输入的数码是"01",则$Q_2=0$、$Q_1=1$,相应$\overline{Q}_2=1$,用$\overline{Q}_2$和Q_1去控制与门Y_1,则Y_1有信号输出,其余三路与门的输出线上都没有信号输出。其余类推。

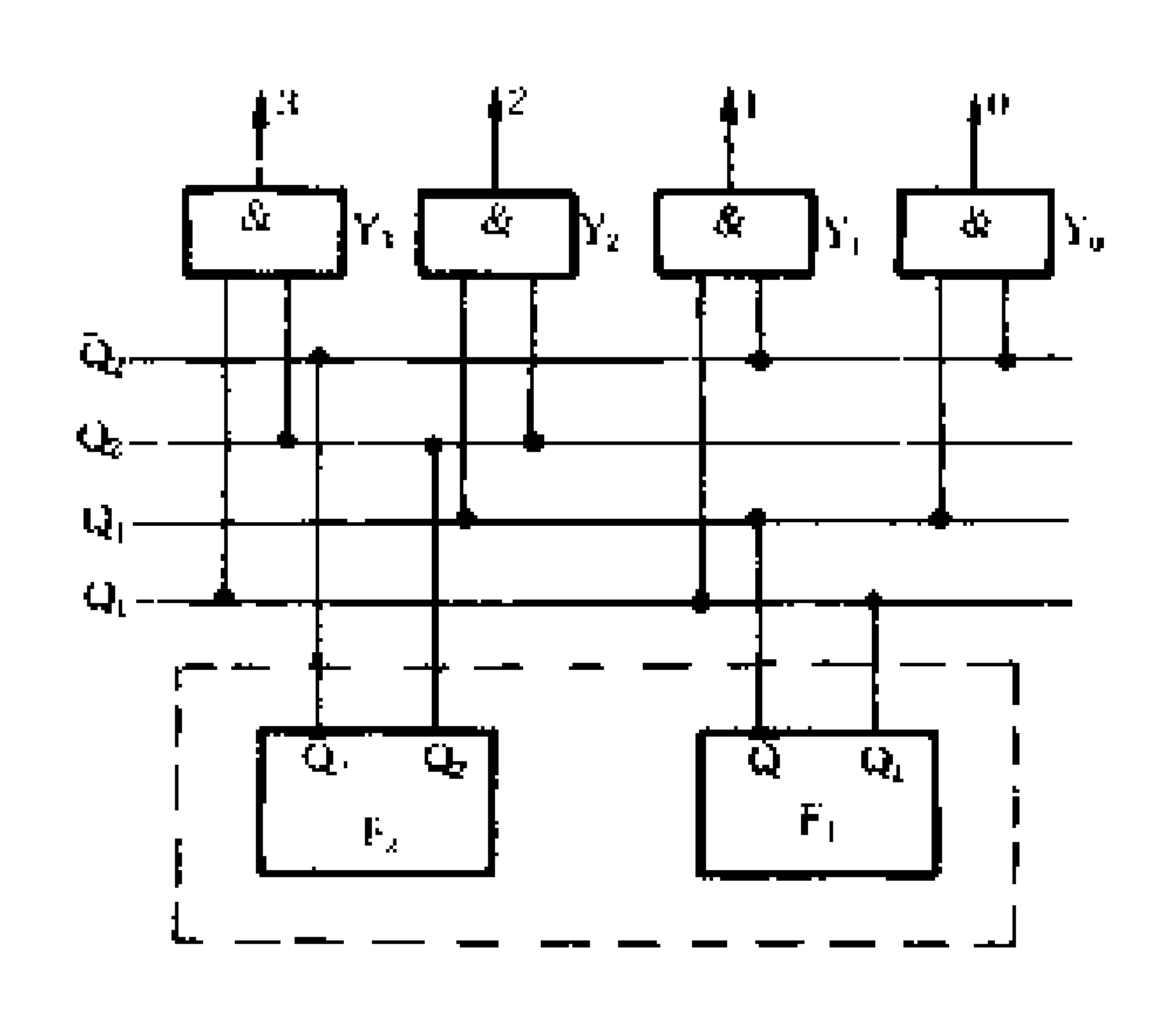


图8-80 两位二进制代码译码电路

二、数字显示器件

在数字系统中,数据的显示可以直接用发光显示器,也可将数据打印在纸上。本书介绍各种不同类型的直接发光显示,其中有荧光数码管、液晶显示器和发光二极管(LED)显示等。

1. 荧光数码管

荧光数码管是一种指形玻璃外壳电子管,属于真空荧光器件。它由灯丝(阴极)、网状栅极和七段(或八段)阳极组成。图8-81是它的外形图和七段阳极的排列状况。

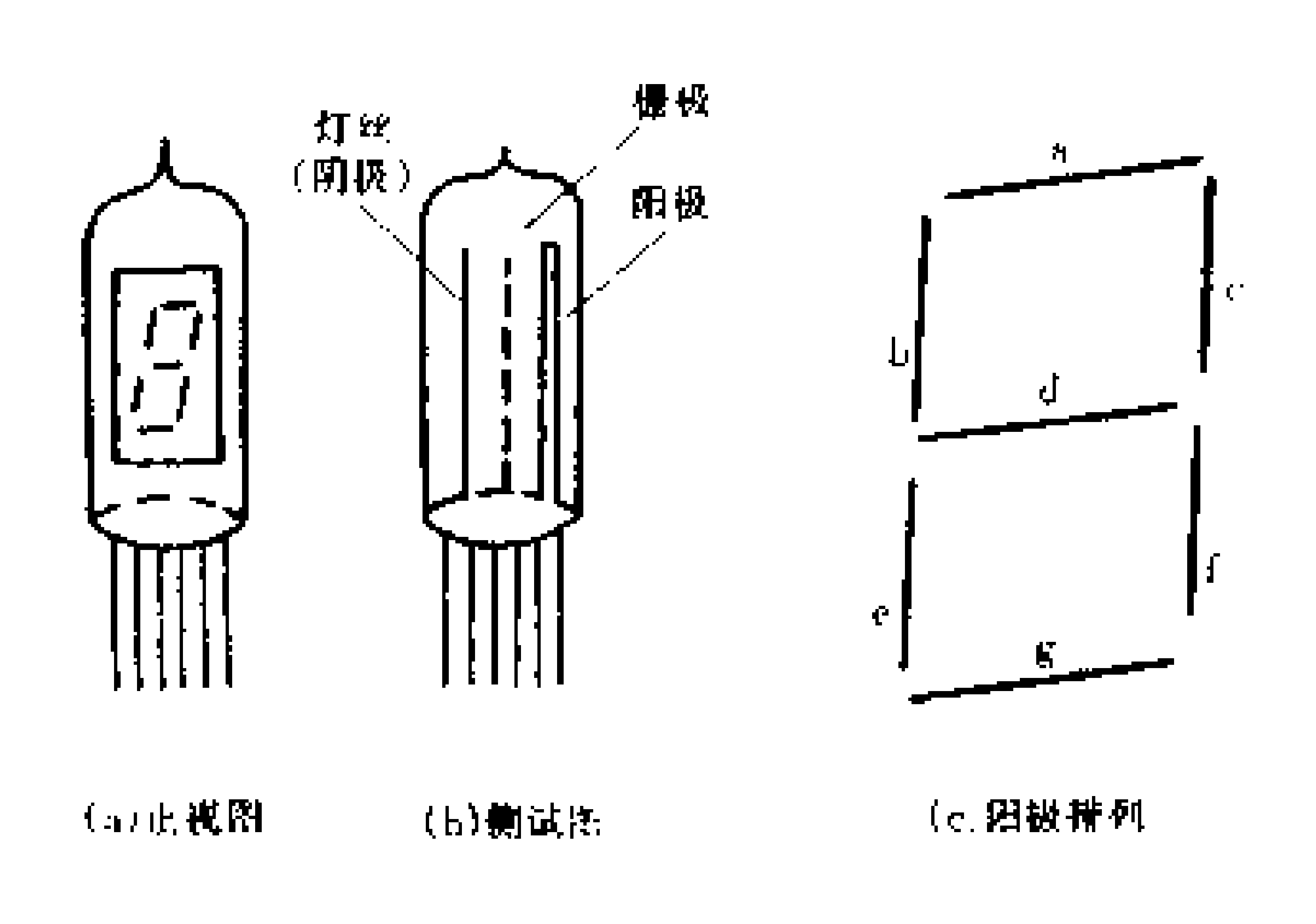


图 8-81 荧光数码管外形和阳极排列

荧光数码管进行数码显示是利用七个或八个线段(阳极)按照如图 8-81 所示的图形组合起来构成的。在实际的七段数码显示器中,通常用 a、b、c、d、e、f、g 分别代表七个线段,由它们组成的图形示于图 8-82 中。这种七段笔划显示方式在液晶显示器和发光二极管显示器中也同样在使用着。

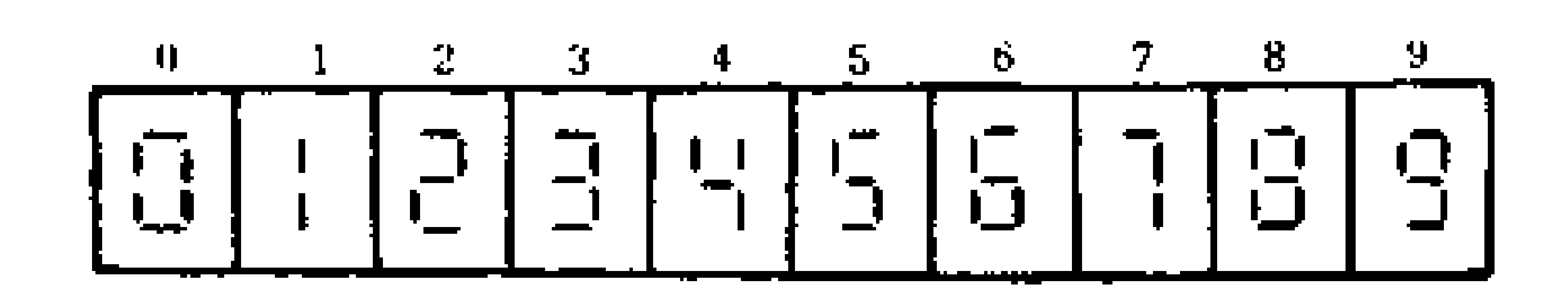


图 8-82 七段数码数字的组成

荧光数码管在工作时,首先应加上灯丝电压和栅极正电压。当七段阳极都不加正电压时,被加热的阴极发射出来的电子,在栅极电压形成的电场作用下被加速,并被栅极捕获。这时,荧光数码不显示任何数字。如果有选择地给某几段阳极加上正电压,则由于电子受到阳极电场的吸引,将以高速度轰击阳极表面,阳极表面涂敷的荧光粉,受到高速电子轰击就会发出绿色荧

光，显示出某一数字来。图 8－83 所示是荧光数码管原理电路。

2. 液晶显示器(LCD)

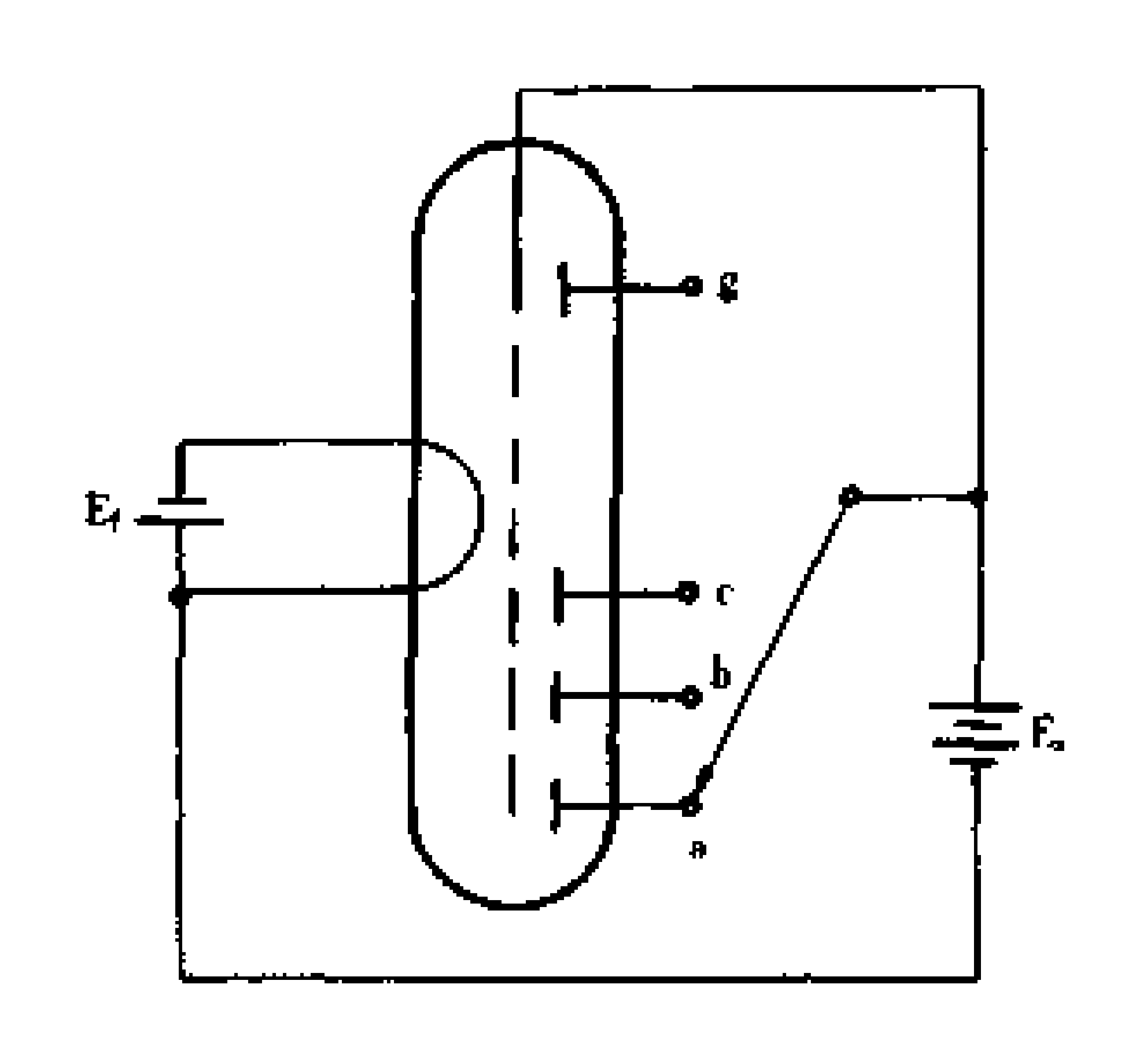


图 8－83　荧光数码管原理电路

液晶显示器的主要材料是液态晶体（简称液晶），它是一种有机材料，在一个特定的温度范围内，既具有液体的流动性，又具有晶体的某些光学特性，其透明度和颜色随电场、磁场、光、温度等外界条件变化而改变。液晶数字显示器是电场控制器件。

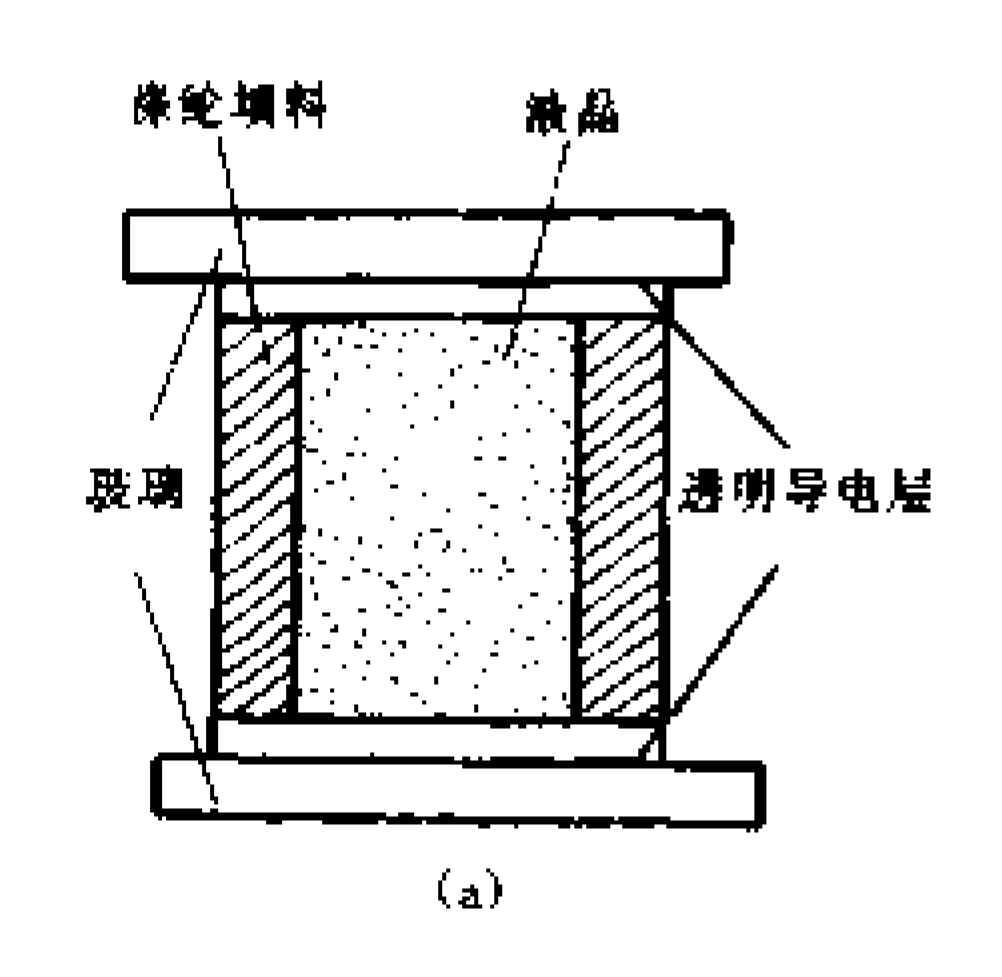
分段式液晶显示屏的结构如图 8－84 所示。液晶材料装在两片薄玻璃之间。玻璃的内表面喷上二氧化锡透明导电层，前面的一片上刻出七段作正面电极[图 8－84(c)]，后面的一片的导电表面上作成需要显示的 8 字形符号。

若在液晶显示屏的正面电极的某段与反面电极间加上适当大小的电压，则该段所夹持的液晶会产生“散射效应”，显示出相应的数字来。液晶显示器工作时不需要电流，所以耗电极省。

用液晶制成的显示器是一种被动的显示器件，液晶本身并不发光，而是借助自然光或外来光源显示数码的。它的优点是工作电压低，耗电省，成本低廉，但显示不够清晰、工作温度范围较窄(－10℃～＋60℃)，响应速度低。

3. 发光二极管(LED)数码显示器

发光二极管的工作原理与电气特性在第一章中已有阐述。发光二极管是由一个 PN 结构成的半导体器件。当电流流过 PN



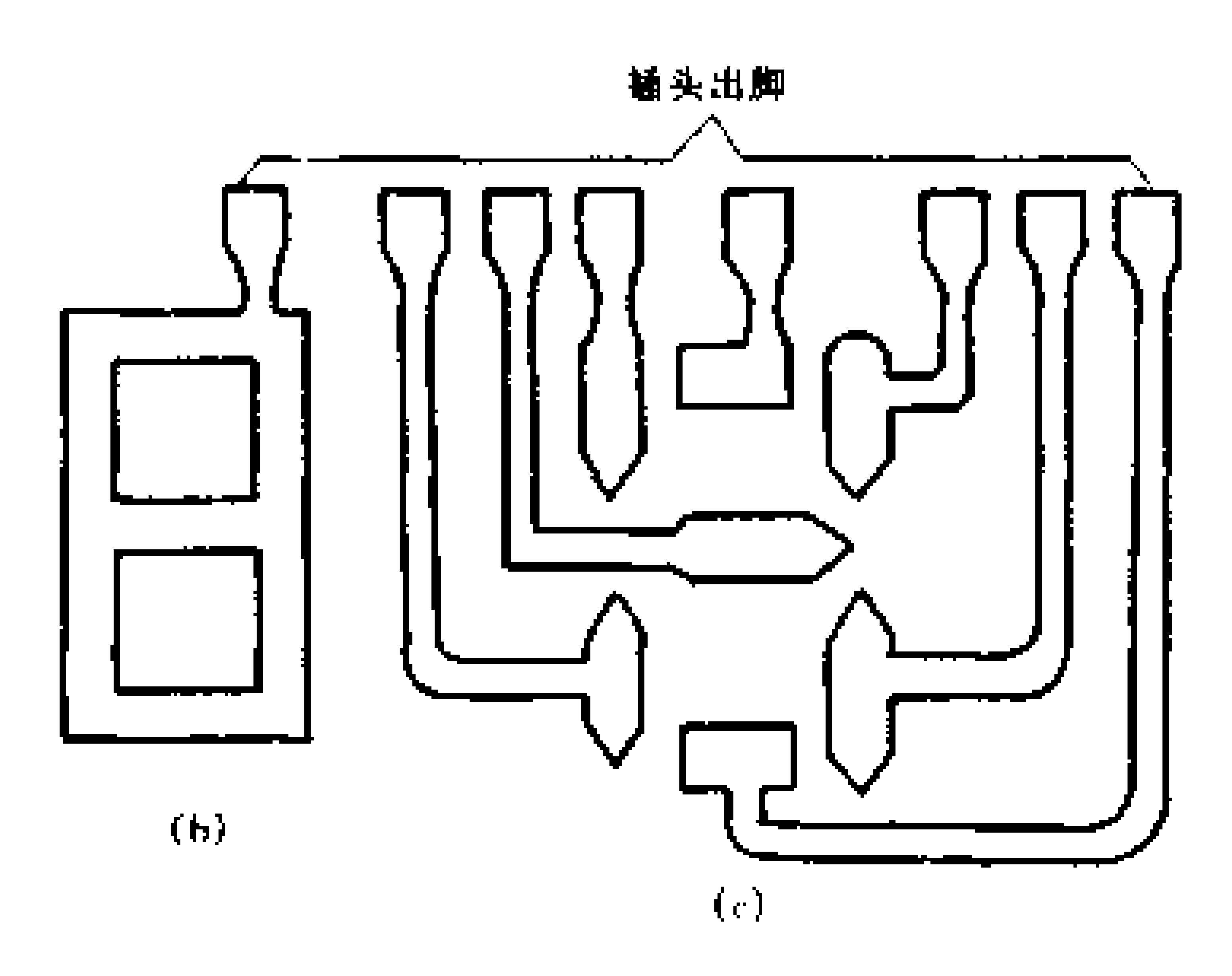


图 8-84　液晶显示屏结构

结时，它的表面就会发光，这种现象称为场致发光。为了能发出可见光，采用磷砷化镓(C_aA_sP)和砷化镓作材料。显示的颜色随材料和掺杂程度的不同，有红、黄、绿和蓝等颜色。红色(LED)效率最高。效率定义为流明/瓦。人的眼睛对绿光感觉最灵敏。

将七个条形发光二极管按图 8-82 组成七段笔划显示器，就可显示 0~9 十个数字。

三、七段数码显示器的译码电路

上面介绍的荧光数码管、液晶显示屏和发光二极管组成的数字显示器都采用七段(或八段)数码显示。大家知道,0~9这10个十进制数字,分别用10个四位二进制代码来表示,但在七段数码显示器中,却是用a~g这七条发光线段的不同组合来构成10个十进制数字的,这就要求译码电路把每一个四位二进制代码,“翻译”成一组显示器所要求的七位二进制代码,如表8-21所示,因此,常把这种形式的译码器称为“代码变换器”。

表8-21　　七段译码器真值表

显示数字	输入				输出						
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1

译码器接受十进制编码的四位二进制代码,再把它转换成信号送到七条输出线上去。每条线激发一条显示段。例如,计

数器输出的四位二进制代码为“0011”，对应的十进制数为3、译码器接受了“0011”后，进行逻辑组合，使a、b、c、d和g这五条输出线上有信号输出，数字显示器显示出字形“3”。

译码器由门电路组成。目前，七段数码显示器的译码器已全部制作成中规模集成电路，即将译码电路制作在一块单片上，封装后连在外引线上，使用起来非常方便。

图8－85所示是一种中规模集成电路七段译码器的外形图和管脚排列。D、C、B、A为四位二进制代码输入，a、b、c、d、e、f是七位二进制代码输出。LT为发光测试(测试灯输入)，这个输入端在正常情况下保持高电平，若LT处于低电平时，数码管的七段都应发光，用它来检测数码管的好坏。RBI为灭零输入，RBI为低电平时，若输入数码为“0000”，则数码管不显示任何数字；但输入其他数码时，数码管均能正常显示。BI为熄灭输入，BI＝0时，不管输入什么数码，数码管不会显示任何数字。RBO为灭零输出，当RBO＝0，且输入DCBA＝0000时，RBO输出一个低电平信号，指示译码器处于灭零状态之中。在多位的数字显示系统中，可以利用灭零输出信号把数字前部和尾部多余的“0”熄灭，以便于读数和减少电源消耗。

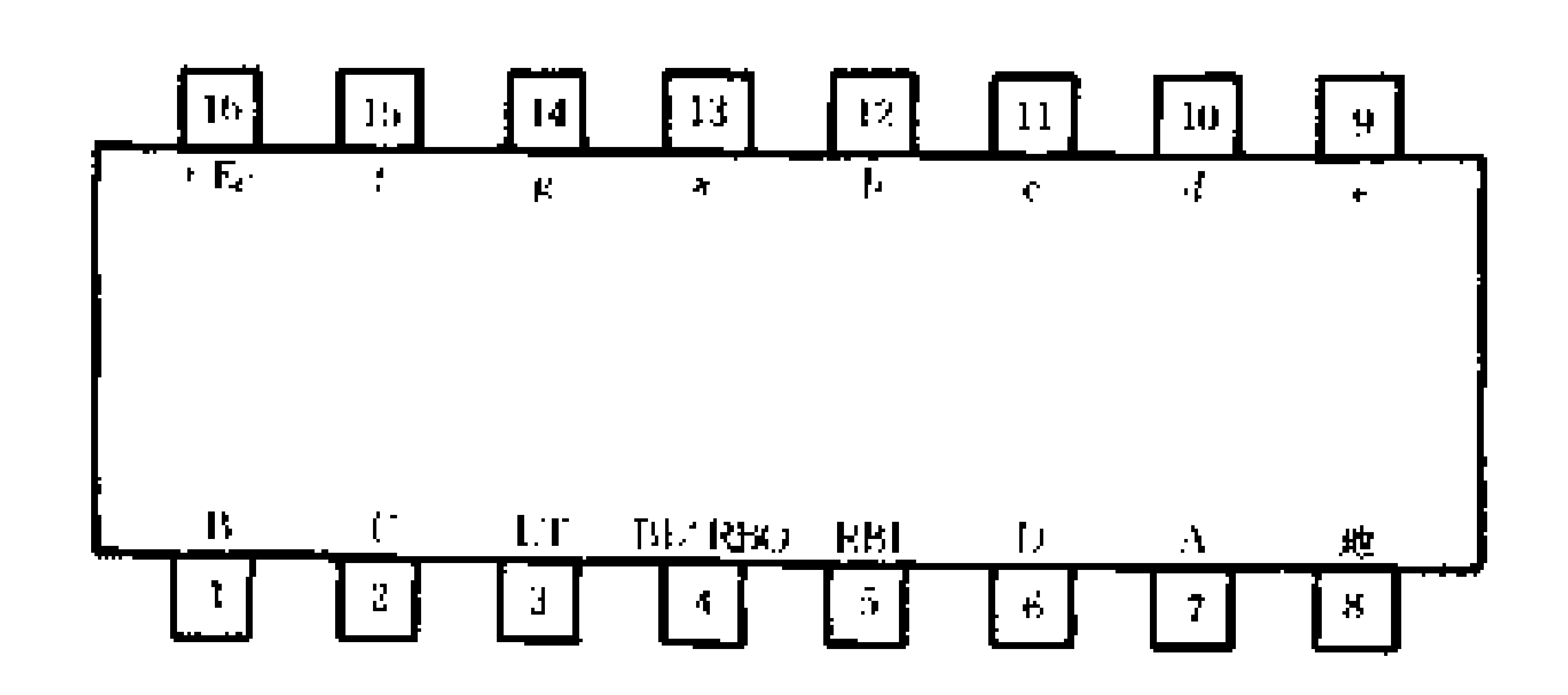


图8－85　中规模集成电路译码器外形及外引线排列

第七节　寄存器

在数字系统中，经常要用到一种能够寄存二进制数码的逻辑部件，称为“数码寄存器”，简称寄存器。寄存器能够根据“指令”接收需要被寄存的数码，或者把已被寄存的数码发送出去。例如，在数字化仪表中，为把测量结果稳定地显示出来，就需要把计数器的计数结果，暂时存放在寄存器中。需要时即可方便地调出。在大屏幕彩色电视机、录像机、组合音响、VCD 机及电话机显示装置中，广泛地应用着寄存器。

为了得到寄存数码的功能，寄存器必须由记忆元件构成。大家已经熟悉，触发器是一种记忆元件，它有两个稳定状态，一个触发器可以寄存一位二进制数码。如果需要寄存 N 位二进制数码，就要使用 N 个触发器。

一、基本寄存器

1. 由 RS 触发器组成的四位数码寄存器

图 8－86 所示是一种简单的四位基本寄存器的逻辑电路，它由四个基本 RS 触发器和四个与非门构成。在接收数码之

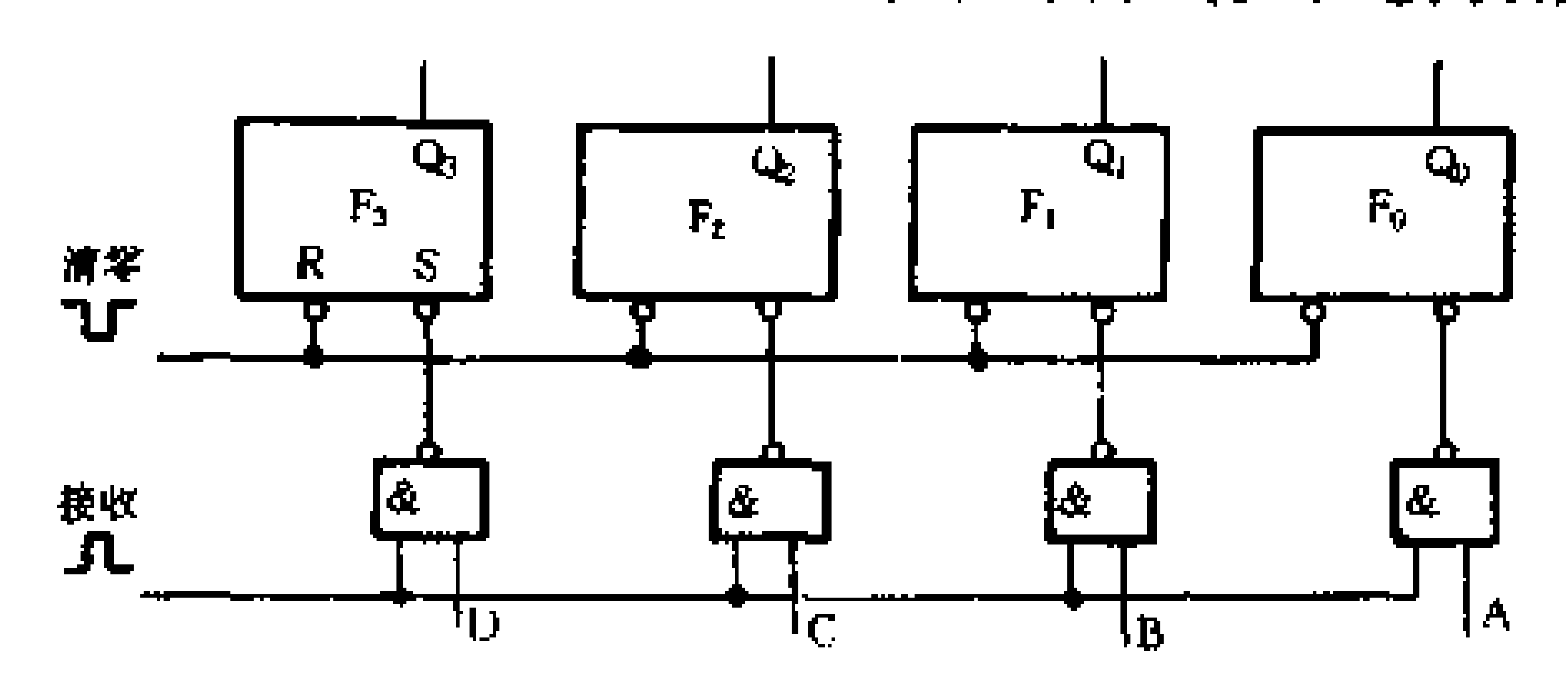


图 8－86　由 RS 触发器构成的四位寄存器

前，先在置“0”端（R 端）输入一个负脉冲，对所有触发器进行“清零”，使各个触发器都处于“0”状态。假设需要寄存一个四位二进制数码“1001”，则当接收端命令脉冲到来时，四个与非门输出的四位二进制数码为“0110”，因此，使触发器 F_1、F_4置“1”，实现了寄存“1001”的功能。通过四个触发器的 Q 端可以输出代码。

这个寄存器由于采用基本 RS 触发器单端输入的接收方式，所以在接收数码之前必须清零，否则就会出现错误。例如，如果寄存器原有的数码为“0100”，现要寄存“1001”，若不进行清零操作，则当接收脉冲到来时，寄存器中的数码将变为“1101”。由于每次接收数码都得分两步进行，所以把这种工作方式称为两拍接收方式。

2. 由 D 触发器组成的四位数码寄存器

图 8－87 所示是常用的一种基本寄存器。由于它在接收数据时只需要一个接受脉冲 CP，所以称为单拍接收方式。

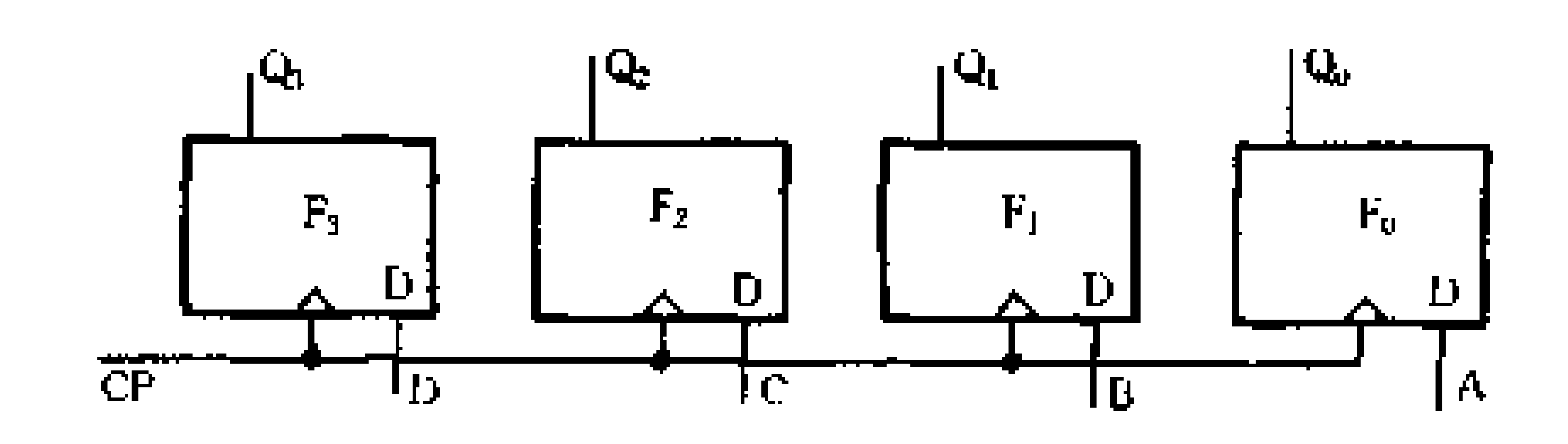


图 8－87　由 D 触发器组成的四位寄存器

图中四个 D 触发器采用同一时钟脉冲控制，时钟脉冲就是接收命令脉冲。根据 D 触发器的逻辑功能 $Q_{n+1}=D$，只需在四个触发器的输入端直接输入数据，在命令脉冲到来时，输入数据就会被寄存器接收。这样，不管寄存器原来寄存什么数码，都不需预先清零，在接受数码时，原来寄存的数码会自行消失。

3. 集成化的数码寄存器

目前，寄存器大多制成集成电路组件，在一个封装内可以只

有一个寄存器，也可以有几个寄存器。

图 8－88 所示是由 D 触发器构成的集成四位寄存器。图

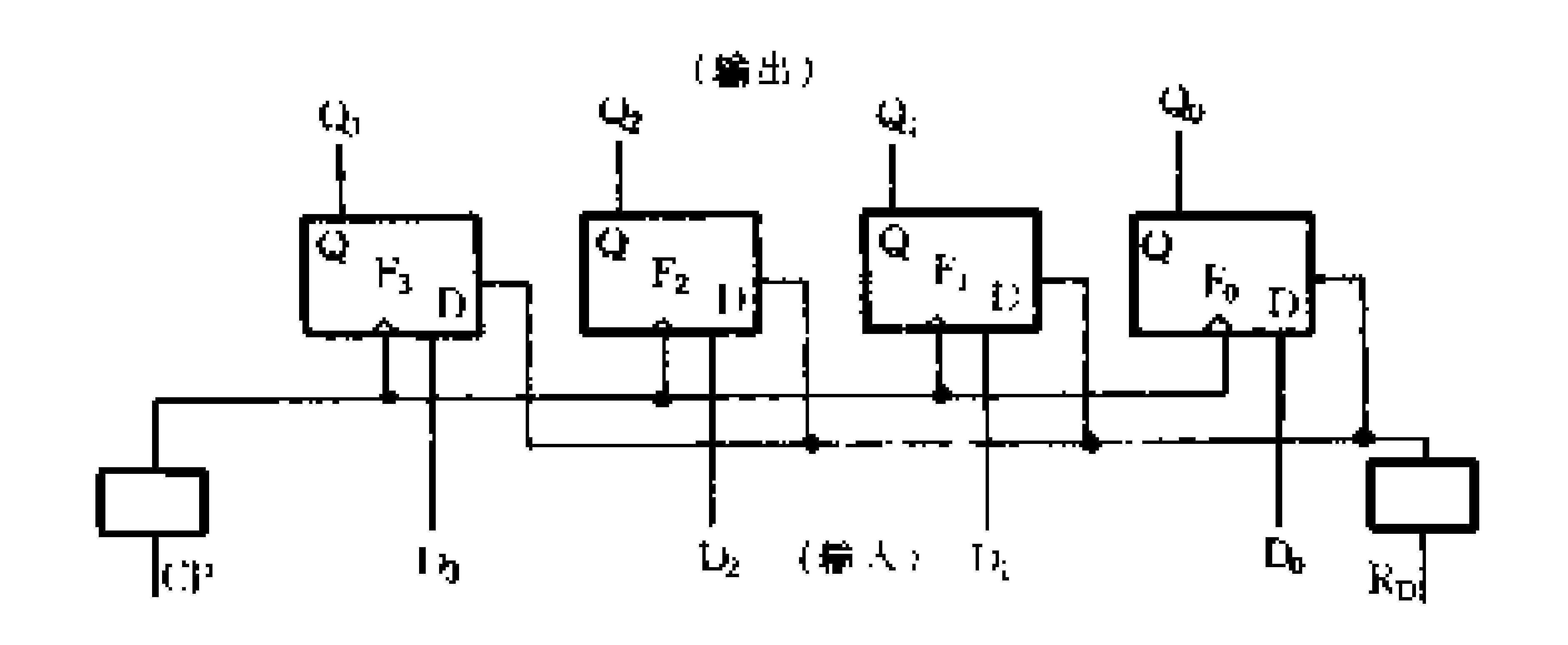


图 8－88 集成化四 D 寄存器

中，$\bar{R}_d$为清零端（复位端），低电平有效。CP 为接收控制端，高电平有效。

集成化的寄存器，常见的还有双五 D 寄存器、六 D 寄存器等。

二、移位寄存器

移位寄存器也是一种数码寄存器，它与基本寄存器的差别，在于它不但能够寄存数码，而且还能把寄存的数码向左或向右移位。移位是一种重要的逻辑功能。例如，在数控装置或计算机中，对数码进行乘、除法运算时，就需要把寄存器中的数码移位。

图 8－89 所示是由 D 触发器组成的四位移位寄存器。由图可见，每个触发器的输出端 Q 依次接到下一个触发器的 D 端，数据输入到第一个触发器 F_1的输入端，输出可以从各触发器的输出端并行输出，也可以从最后一个触发器逐个串行输出。

假定我们要寄存一个四位二进制数码“1011”，则在移位脉冲 CP 的前沿到来时，移位寄存器中数码移动情况将如表 8－22

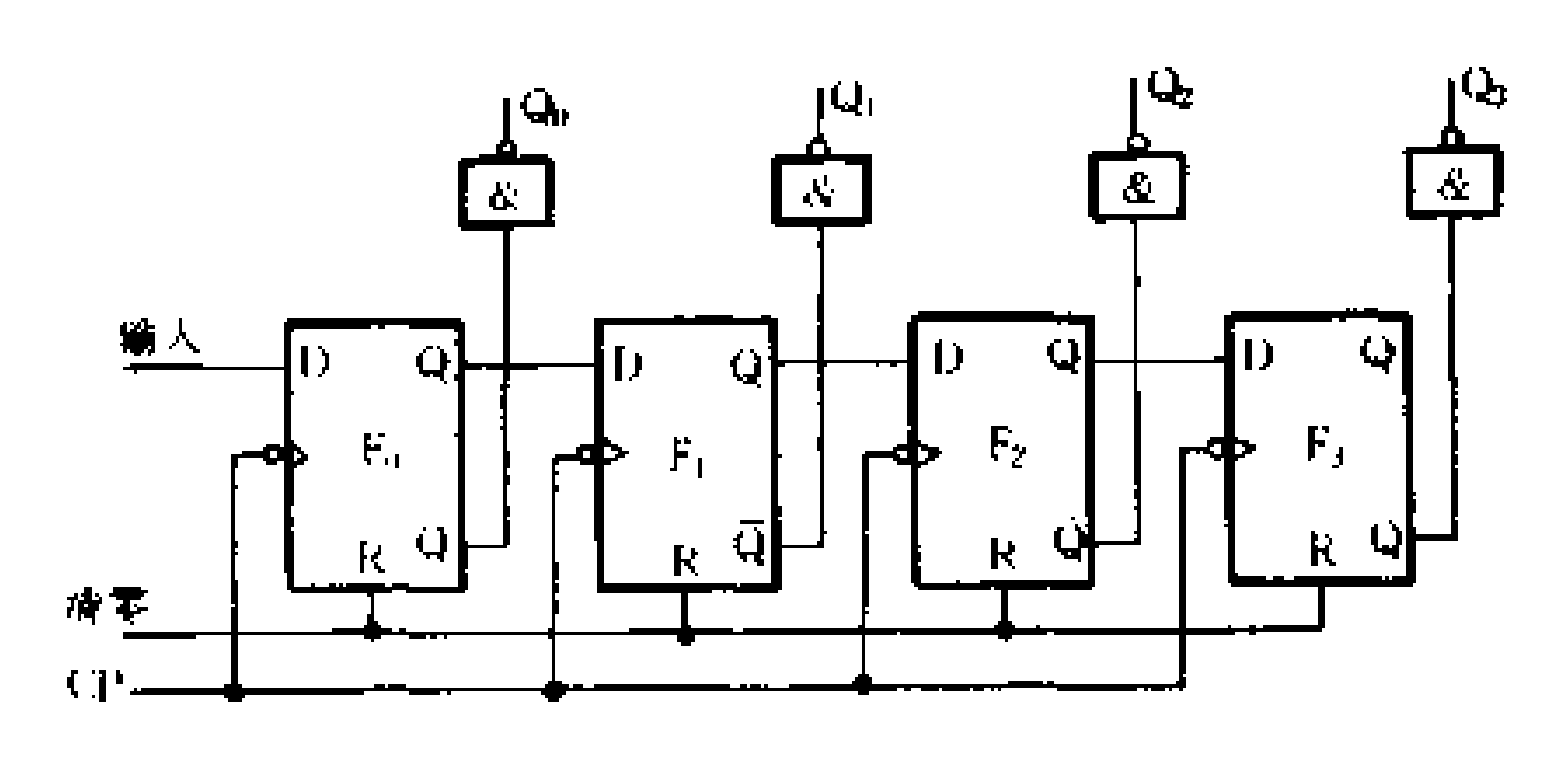


图 8-89 四位移位寄存器

所示。可以看到，当先后来过四个移位脉冲以后，"1011"这四个数码恰好全部移入寄存器中。这时，可以从四个触发器的 Q 端得到并行的数码输出。最后一个触发器 F_4的 Q 端可以作为串行输出端。如果需要得到串行的输出信号，则只需要再输入四个时钟脉冲，四位数码就能依次从串行输出端送出。

表 8-22　　移位寄存器中数码移动情况

时钟脉冲	输出数码	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
1	1	1	0	0	0
2	1	1	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	1	1	0	1	1

第八节　存储器

存储器是用来存储二进制数据、指令、程序、资料等信息的大规模集成电路(LSI)部件，是数字系统中的一种记忆部件。存

储器不仅是计算机不可缺少的组成部分，也是现代声像设备中的重要单元。

一、存储器的分类

按照存储器的存储功能，可分为只读存储器（ROM 及 EPROM）和读写存储器两大类。每一类又可分为双极型（即晶体管型）和单极型（MOS 型）两种。如图 8－90 所示。双极型的最大优点是速度快，存储时间在 10ns～100ns 之间，缺点是功耗较大，集成度不很高。单极型存储器的功耗比双极型低得多，容量也大，所以应用最为广泛。

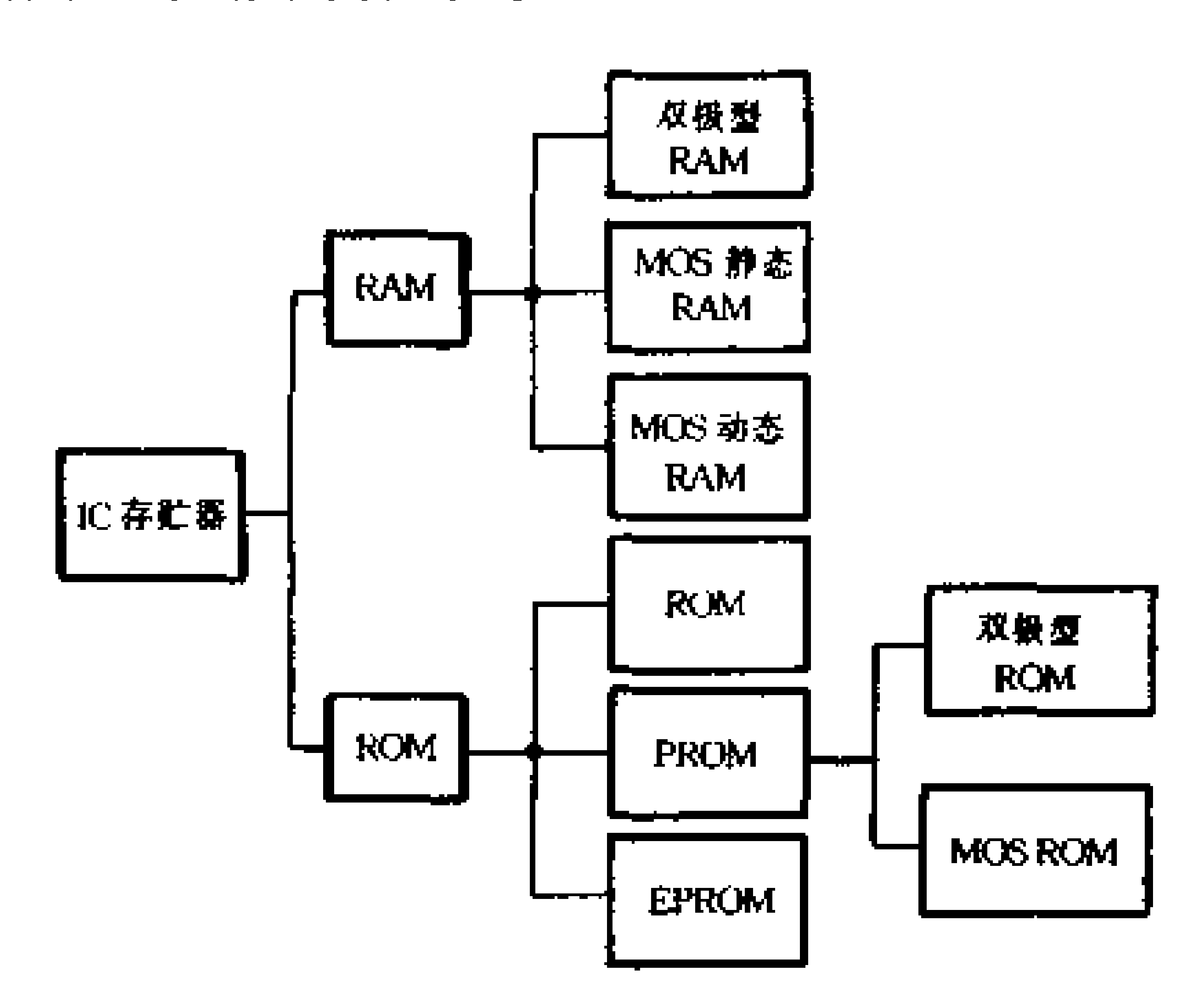


图 8－90 存储器的分类

二、只读存储器（ROM）

只读存储器（ROM）是 LSI 存储器中结构最简单的一种。它

的数据写入以后，不能用简单迅速的方法随时更改。因此，在正常工作时，它所存储的数据是固定不变的，只能读出已存入的信息而不能写入。ROM 的种类很多，按数据的写入方式可分为固定 ROM、可编程 ROM（简称 PROM）和可擦可编程 ROM（简称 EPROM）三种，分别介绍如下。

1. 固定 ROM

固定 ROM 的存储内容在制造时已用掩膜板确定，出厂时已完全固定下来，使用时无法再更改，所以也称它为掩膜编程 ROM。只读存储器的电路结构包括输入驱动器、地址译码器、存储单元矩阵和输出缓冲器等几部分，如图 8－91 的方框图所示。下面分别对二极管 ROM 和 MOS ROM 的电路及读出操作进行介绍。

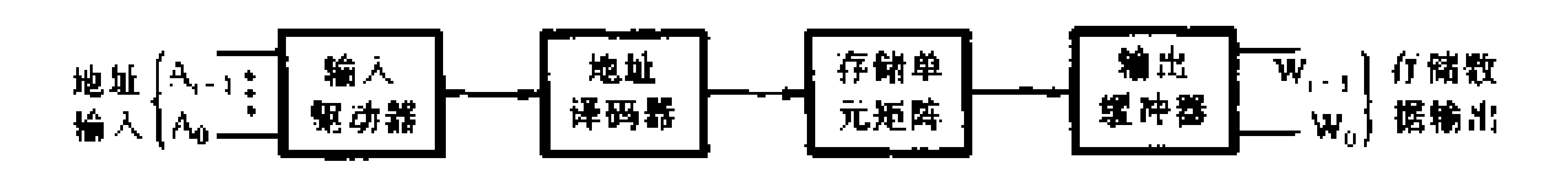


图 8－91　ROM 的结构方框图

（1）二极管 ROM

ROM 是一种编码器，它有 i 个输入端（$A_0 \sim A_{i-1}$），j 个输出端（$W_0 \sim W_{j-1}$）。显然，ROM 的输入地址和输出数据之间的关系是固定不变的。只要给定一个地址码，就有一个相应的固定不变的数据输出。

图 8－92 所示是具有两地址输入码和四位数据输出的 ROM 电路。其存储单元矩阵是由二极管组成的一个编码器。二极管是在制造芯片时，根据程序要求制成的，芯片中的内容（实际上就是二极管）是不能更改的。两位地址代码 A_1 A_0 能指定四个不同的地址，地址译码器将这四个地址分别译成 $W_0 \sim W_3$ 四个

高电平输出信号。当 $W_0 \sim W_3$ 每根线上输出高电平信号时，在 $D_3 \sim D_0$ 四根线上都能输出一个四位二进制代码。在存储矩阵中，通常将每个代码叫一个“字”，并把 W_0、W_1、W_2、W_3 叫字线（或字选线），把 D_3、D_2、D_1、D_0 叫位线（或数据线）。只要地址线上的状态不一样，就可以选择存储器中不同的地址单元，然后可根据需要将数码读出。

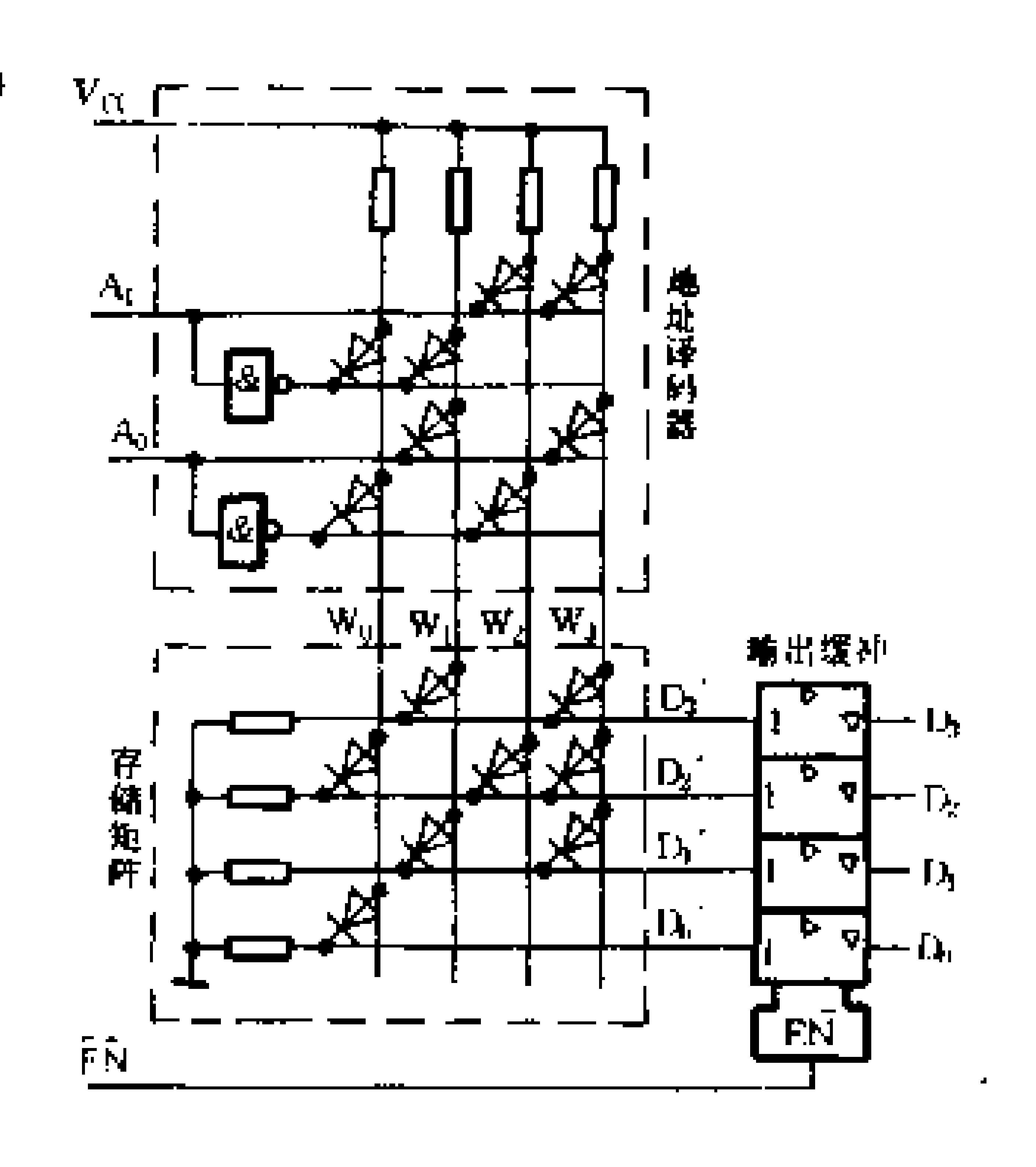


图 8－92　二极管 ROM 的结构

输出缓冲器的作用是用来提高存储器的带负载能力，并使输出电平与 TTL 电路兼容。同时，电路中的缓冲器是三态缓冲器，有三态控制功能，可以将存储器的输出端直接与系统的数据总线相连。

在读取数据时，只要输入指定的地址码，并使缓冲器 $\overline{EN}=0$，则指定地址内各存储单元所存的数据就会出现在输出数据线上。例如，在图 8－82 中输入地址码 $A_1A_0=10$ 时，经过二极管译码器译码，使 $W_2=1$，而其他字线均为低电平。由于只有 D'_2 一根位线与 W_2 间接有二极管，所以这个二极管导通后使 D'_2 为高电平，而 D'_0、D'_1 和 D'_3 都为低电平。如果这时 $\overline{EN}=0$，则输出数据为 $D_3D_2D_1D_0=0100$。全部四个地址的存储内容列于表 8－23。

表 8－23　　图 8－92 电路的数据表

地址		数据			
A_1	A_0	D_3	D_2	D_1	D_0
0	0	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1
1	0	0	1	0	0
1	1	1	1	1	0

由图 8－92 可以看出，存储单元字线与位线的每个交叉点都是一个存储单元，在交叉点上接有二极管时相当于存 1，没有二极管时相当于存 0。交叉点的数目也就是存储单元数目。通常直接用存储单元的数目表示存储器的存储容量，并写成"(字数)×(位数)"的形式。图 8－82 所示的 ROM 存储容量可写为"4×4"的形式。

(2) MOS ROM

在使用 MOS 场效应管制作 ROM 时，译码器、存储矩阵和输出缓冲器全部用 MOS 管组成。由于这种器件所占的面积很小，所以利用 MOS 制造工艺能制成较大的 ROM 阵列。图 8－93 绘出了 MOS 存储矩阵的原理图。在大规模集成电路中，MOS 管多做成对称结构。为了画图方便，常采用图中所示的简化画法。

图 8－93 中以 N 沟道 MOS 管代替了图 8－92 中的二极管，字线与位线交叉处接有 MOS 管时相当于存 1，没有接 MOS 管时相当于存 0。W_0～W_3 中某一条字线被选中时给出高电平，使接在这根字线上的 MOS 管导通，这些 MOS 管漏极所接的位线为低电平，经输出缓冲器反相后使输出数据线为高电平(输出 1)。

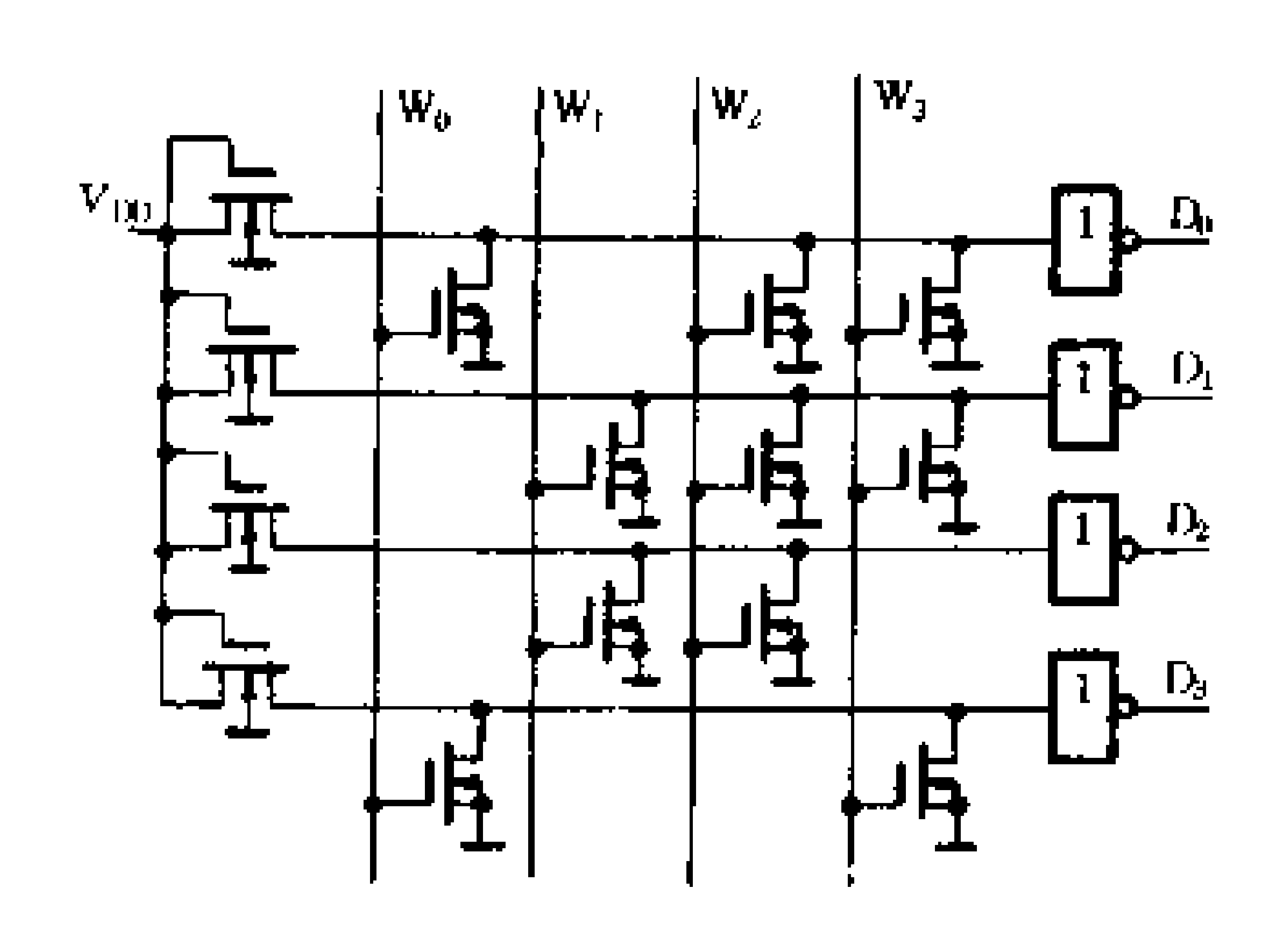


图 8－93 N 沟道 MOS 管存储矩阵

2．可编程 ROM(PROM)

在开发和研制数字电路新产品时，设计人员常常希望能够根据自己的需要对 ROM 进行编程，这样的 ROM 叫做可编程 ROM 或简称 PROM。

图 8－94 所示是 PROM 的结构原理图，它比固定 ROM 多了一个写入控制电路，在 PROM 中，首先做出完整的二极管或三极管存储单元矩阵，相当于所有的存储单元全部存入 1。在每个三极管的发射极上都接有快速熔断丝，它们是用低熔点的合金或很细的多晶硅导线制成。在编程时如需存入 0，可用严格规定的大电流脉冲熔化该存储单元的熔断丝，而未被熔化的熔断丝所在的存储单元仍存入 1。为此，在写入数据时，首先应找出要写入 0 的单元地址，并输入相应的地址码，使相应的字线输出高电平，然后在相应的位线上按规定加入高压脉冲，使稳压管 VD_Z 导通，写入放大器 A_W 的输出呈低电平、低内阻状态，相应存储单元的三极管饱和导通，有较大的脉冲电流流过熔丝，并将其熔断。在正常工作时，读出放大器 A_W'输出的高电平不足以

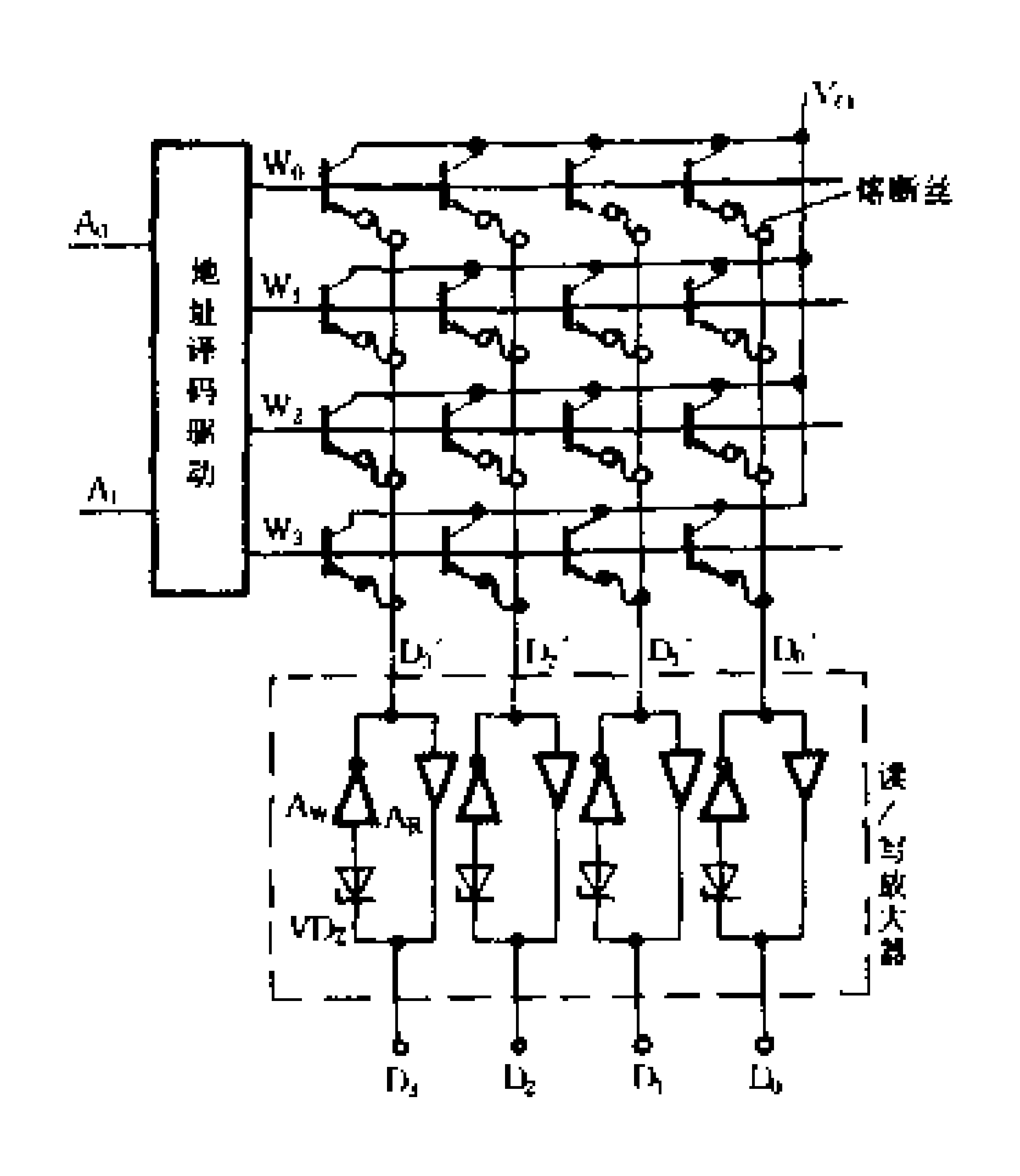


图 8－94　PROM 的结构原理图

使 VD_Z 导通，A_W 不工作。显然，PPOM 存储单元的数据一经写好以后，就不能做任何修改，使用的灵活性也就受到了限制。

3．可编写的存储器(EPROM)

对存储器所存入的数据需要临时作些修改时，可以选用 EPROM。目前广泛采用的是用紫外线(UV)照射进行擦除的 EPROM。这种存储器的特点是芯片中采用了一种特殊的雪崩注入 MOS 管(又称为浮栅型 MOS 器件)，简称 FAMOS 管。

图 8－95 所示是 FAMOS 管的结构示意图和电路符号。它本身是一个 P 沟道增强型 MOS 管，但它的栅极并无金属电极和引线，完全被二氧化硅(SiO_2)所覆盖，处于悬浮状态。如果在它的漏极和源极之间加上比正常工作电压高得多的负电压，就会使衬底与漏极之间 PN 结发生雪崩击穿，形成雪崩电流。雪

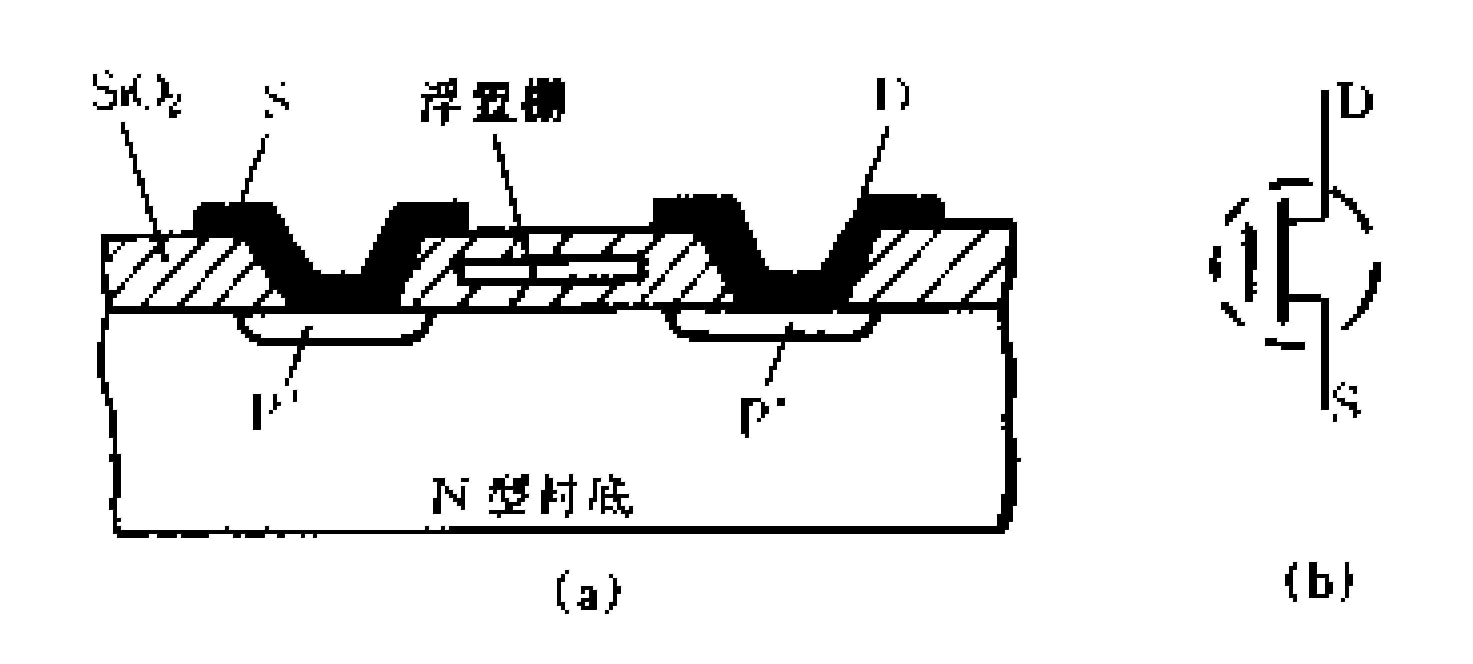


图 8－95　FAMOS 管结构

崩过程中产生的热电子，在强电场中将以很高的速度由 P^+ 区向外射出，其中一部分穿透二氧化硅薄层被浮置栅俘获，形成栅极储存电荷，并被长久地保存下来，所以 FAMOS 管可以看成是一个电荷储存器件。栅极获得足够的电荷后，就搭接成漏极和源极之间的导电沟道、使管子导通。如果用紫外线灯光照射 FAMOS 管（约十几分钟），则可使 SiO_2 层中产生电子空穴对，为栅极电荷提供临时泄放通路，使储存电荷消失，管子恢复截止状态，这一过程称为"擦除"。为便于擦除操作，在器件的外壳上装有透明的石英盖板。

用 FAMOS 管作存储单元时，还要用一只普通的 P 沟道 MOS 管与之串联，如图 8－96 所示。这只 PMOS 管的栅极受字线控制。产品在出厂时，所有的 FAMOS 管都处于截止状态。用户在进行写入操作时，首先输入选好的地址，使需要写入数据的那些单元所在的字线为低电平。然后，在应该写入 1 的那些位线上加入负脉冲，使被选中的单元内的 FAMOS 管发生雪崩击穿，存储单元将写入 1。

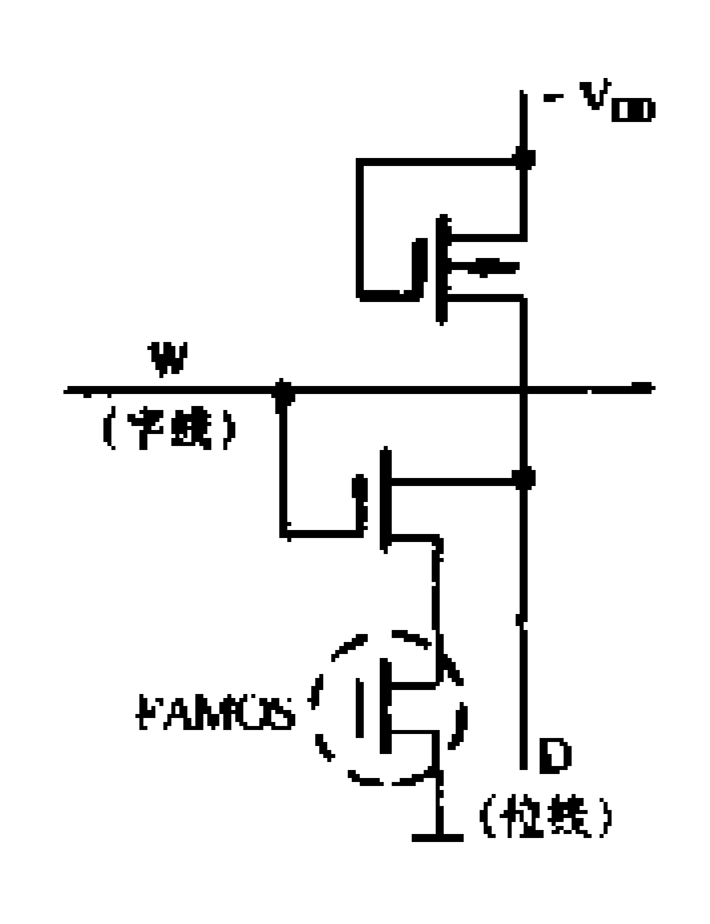


图 8－96　FAMOS 管组成的存储矩阵单元

在读出数据时，只需输入指定的地址码，在相应的字线上便给出低电平。这根字线所对应的一行存储单元中，栅极已注入电荷的 FAMOS 管导通，使所接的位线变成高电平，读出 1；栅极未注入电荷的 FAMOS 管截止，所连接的位线为低电平，读出 0。

除以上 ROM 的几大类产品外，还有一种电可擦可写可读存储器 EAPROM，它的特点是不必用紫外线擦除内容，不必将芯片从电路板上取下来擦和写，可以用电的方法在电路上直接改变芯片上所指定单元(地址)中的信息，使用方便，应用很广。

三、随机存取存储器(RAM)

随机存取存储器(简称 RAM)也叫随机存储器、读/写存储器。使用时，可以将信息写入(存入)这种存储器中任意指定单元(地址)，也可随时从某个地址中读出(取出)信息。如果有新的数码写入 RAM，则新的数码将取代原地址中保存的信息。切断电源后，RAM 中的内容将全部消失。RAM 使用灵活，读写方便，但所存数据却存在着易失性，遇到停电，所存数据会全部消失，不利于数据的长期保存。

1. RAM 的结构

RAM 的结构如图 8－97 所示，它由存储矩阵、地址译码器和读/写控制电路(又称输入/输出电路)三部分组成，分别介绍如下。

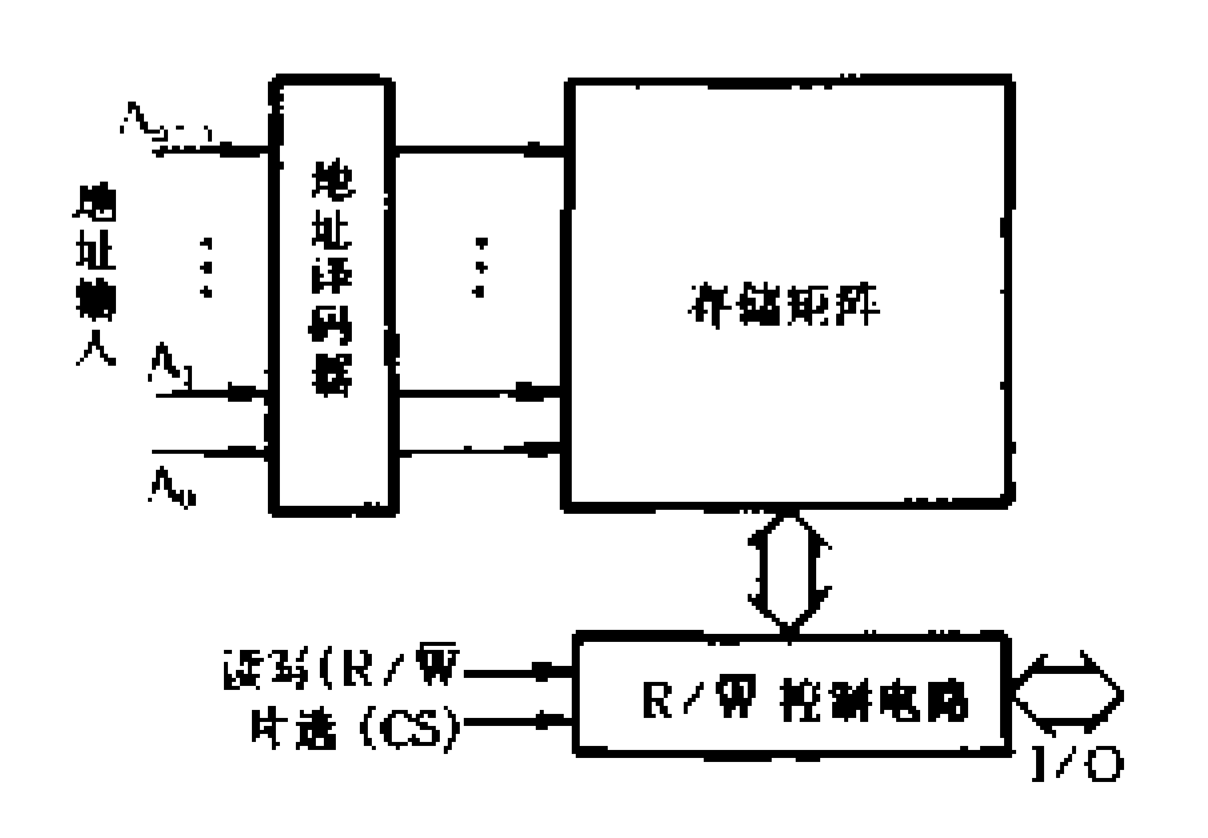


图 8－97 RAM 的结构

(1) 存储矩阵

存储矩阵由许多存储单元排列而成，每个存储单元存放一位二进制数据(0,1)，为了存取方便，存储单元设计成矩阵形式，称为存储矩阵。如 16 个存

储单元排列成 4×4 的存储矩阵，每行和每列上各有 4 个存储单元，如图 8－98 所示。所有单元的电源线和地线都分别连在一起（图中未画出），成为集成块的两根引出线。每一行的四个单元的字线 W 连在一起，故有四条字线 W_1、W_2、W_3、W_4。在列方向上，每四个存储单元的位线也分别连在一起，故有八条位线 D_1、$\overline{D_1}$、D_2、$\overline{D_2}$、D_3、$\overline{D_3}$、D_4、$\overline{D_4}$。把这四个存储矩阵做成集成电路时，则应有 14 条引出线，可以存储四个四位二进制数。工作时，只要在某一字线上加正脉冲，其余三条字线上处于低电平，就可以对该字线上的四个存储单元同时进行读出或写入。如果存储容量增加，相应的引出线也要增加。

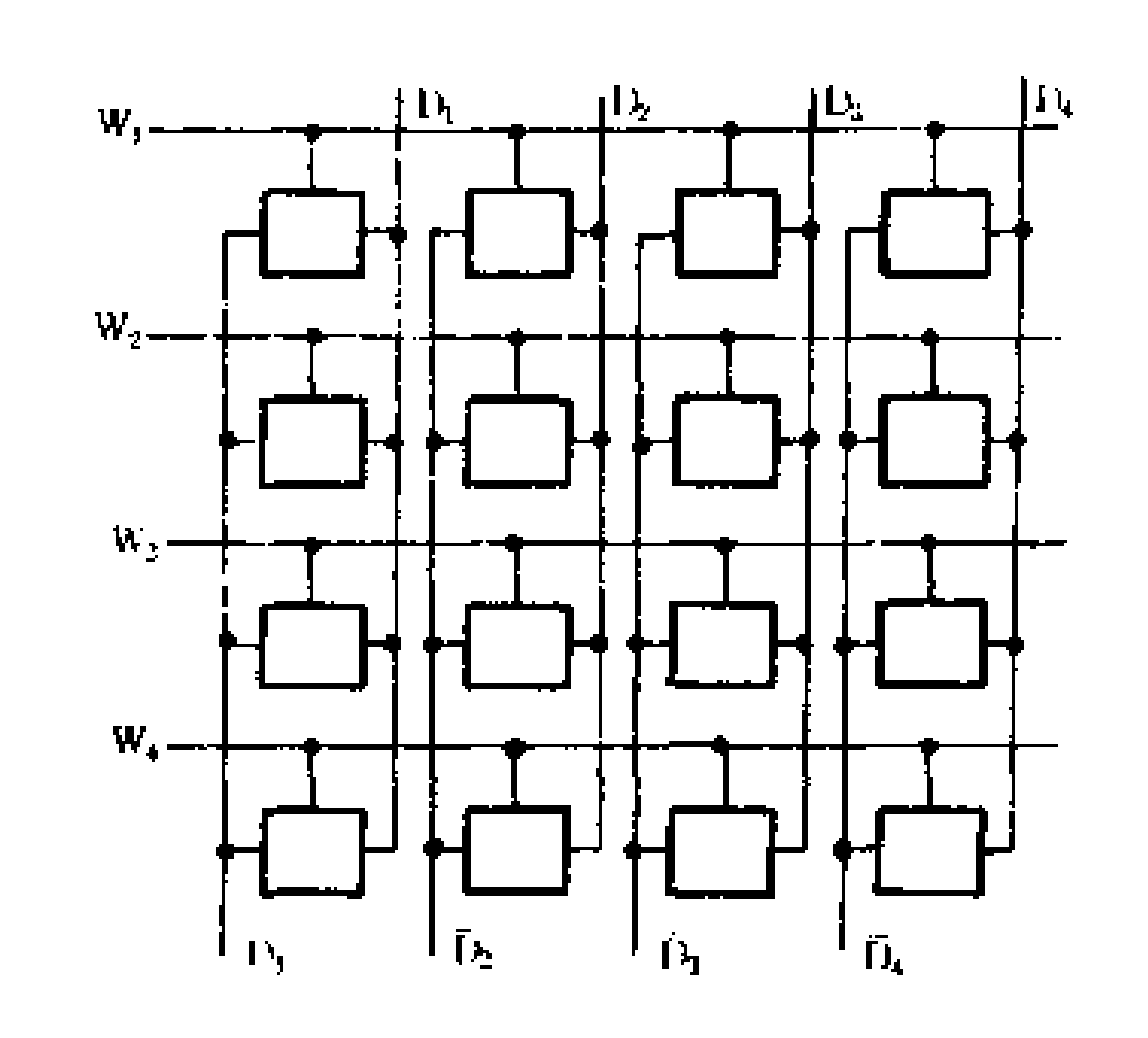


图 8－98　RAM 的存储矩阵

（2）地址译码器

一个 RAM 由若干个字和位组成。通常信息的读出和写入是以字为单位进行的。为了区别各个不同的字，将存放同一个字各位数据的存储单元编为一组，并赋予一个号码，称为地址。不同字的单元具有不同的地址。所以在进行读写操作时，可以按照地址选择（称为访问）欲读写操作的单元。

地址的选择是借助于地址译码器来实现的。在大容量的存储器中，通常采用双译码结构，即将输入地址分为两部分，分别由行译码器和列译码器进行译码。行、列译码器的输出即为存

储矩阵的字线和位线，由它们共同确定欲选择的地址单元。

(3) 读/写控制电路

由于单片 RAM 的容量有限，若需大容量的存储系统，可由若干片 RAM 组成。但在读/写操作时，通常仅与其中的一片或几片传递信息，这就存在一个片选问题。RAM 的片线信号线就是为此而设置的。在片选信号线上加入有效电平，此片即被选中，可以进行读/写操作，否则此片不工作。

片选信号确定某一 RAM 工作后，再由读/写控制信号决定该执行读操作还是写操作，控制原理如图 8－99 所示。注意图中 $\overline{CS}$ 上的横线不是逻辑非符号，只表示片选信号为低电平有效。

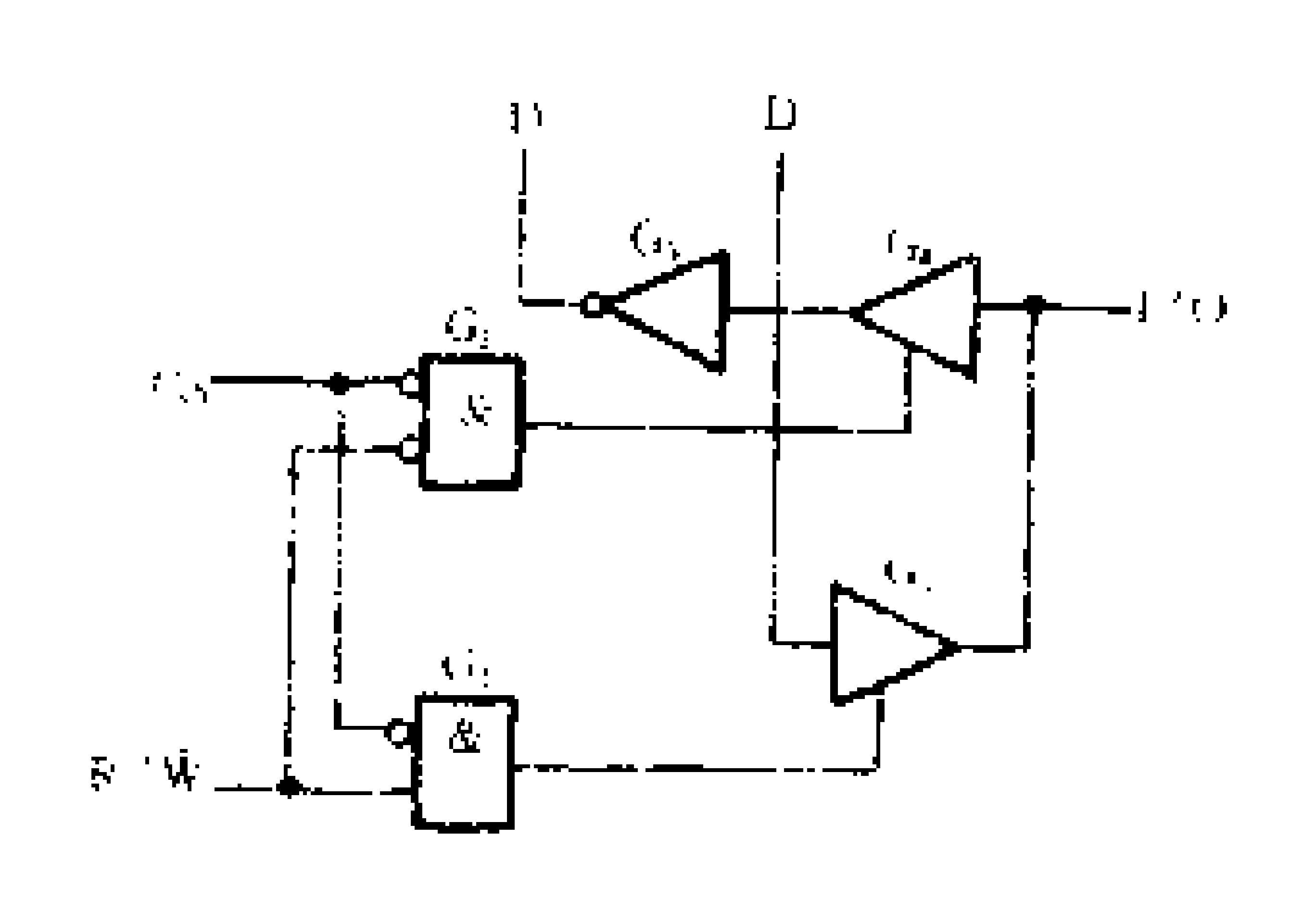


图 8－99　读写控制原理图

当片选信号 $\overline{CS}=1$ 时，G_1、G_2 输出为 0，三态门 G_3、G_4、G_5 处于高阻状态，输入/输出(I/O)端与存储器内部隔离，存储器禁止读/写操作。

当 $\overline{CS}=0$ 时，若 $R/\overline{W}=1$，G_2 输出高电平，G_3 被打开，存储器执行读操作；反之，若 $R/\overline{W}=0$ 时，G_1 输出高电平，G_4、G_5 被打开，此时加到 I/O 输入端的数据以互补的形式出现在内部数据线上，并被写入到所选中的存储单元，完成了写操作。

2. RAM 的静态存储单元

大家知道，触发器有两个稳定状态，可以用来表示一位二进制数。在数字系统中，要存储的数据、程序常常是多位二进制数，这就需要成千上万个触发器。这种存储数码的基本单元叫做存储单元。

静态存储单元是在静态触发器的基础上附加控制电路或门控管组成的。图 8－100 所示是六管 CMOS 静态存储单元的典

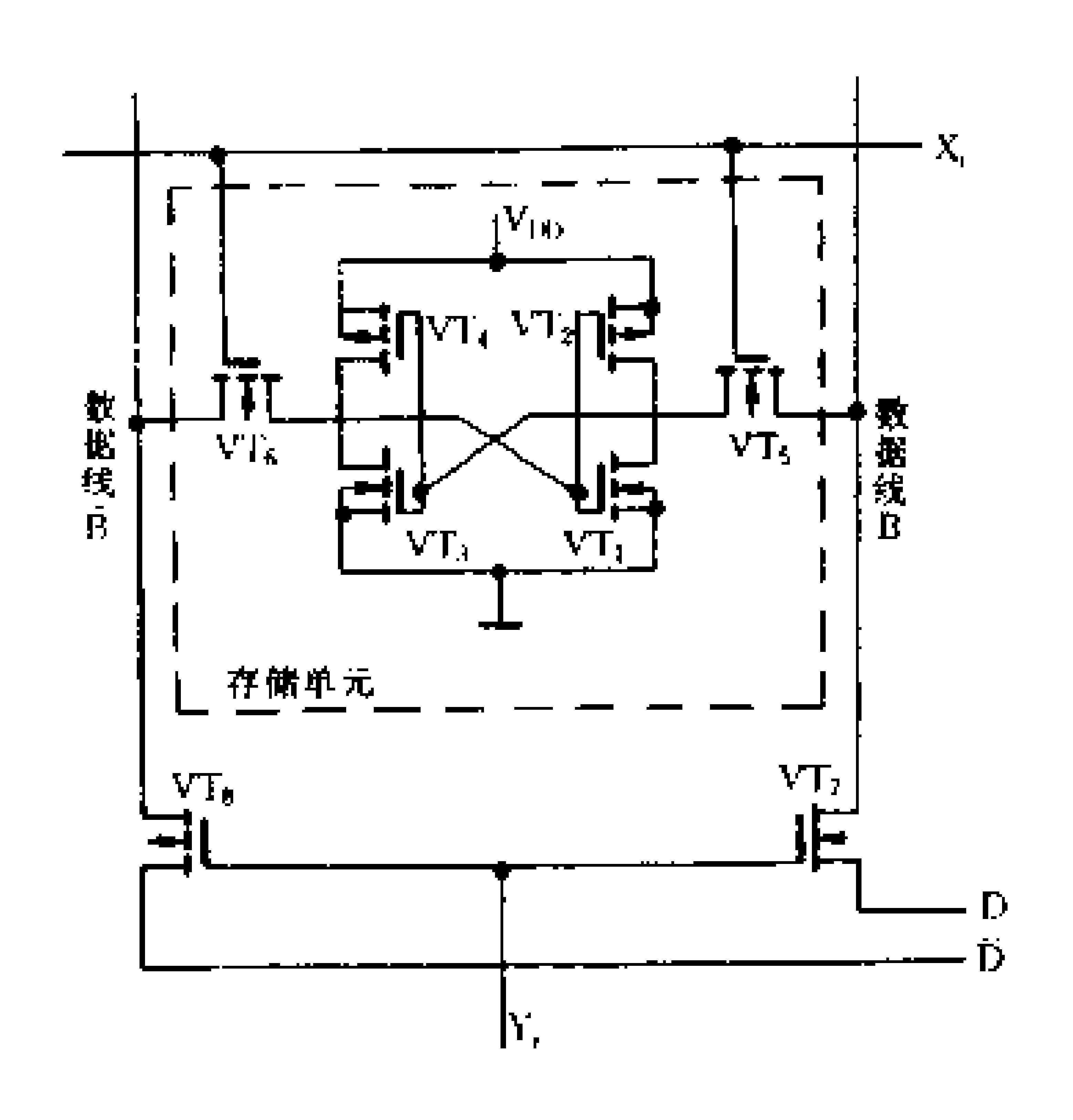


图 8－100　CMOS 静态存储单元

型电路。图中，VT_1、VT_2 和 VT_3、VT_4 分别为 CMOS 反相器交叉连接组成的基本 RS 触发器，用以存储一位二值代码 1 或 0。VT_5、VT_6、VT_7 和 VT_8 为门控管（NMOS 管）。VT_5、VT_6 的栅极都接字选择线 X_i；VT_7、VT_8 的栅极位选择线 Y_j。显然，当 X_i、Y_j 皆为 1 时，此单元被选中，与数据线接通，可以执行读出或写入操作。当 $X_i=0$ 时，存储单元与位线隔离，内部信息保持原状态不变。

3. 动态存储单元

动态 MOS 存储单元是利用 MOS 管栅极电容能够存储电荷的原理制成的，电路理应十分简单，但由于栅极电容容量很小（一般只有几个皮法），且不可能没有漏电流，所以电荷的存储时间

有限。为了能够及时补充泄漏掉的电荷，避免存储的信息丢失，就需要及时给栅极补充电荷，通常把这种操作叫刷新或再生，这就使电路和操作变得复杂化了。

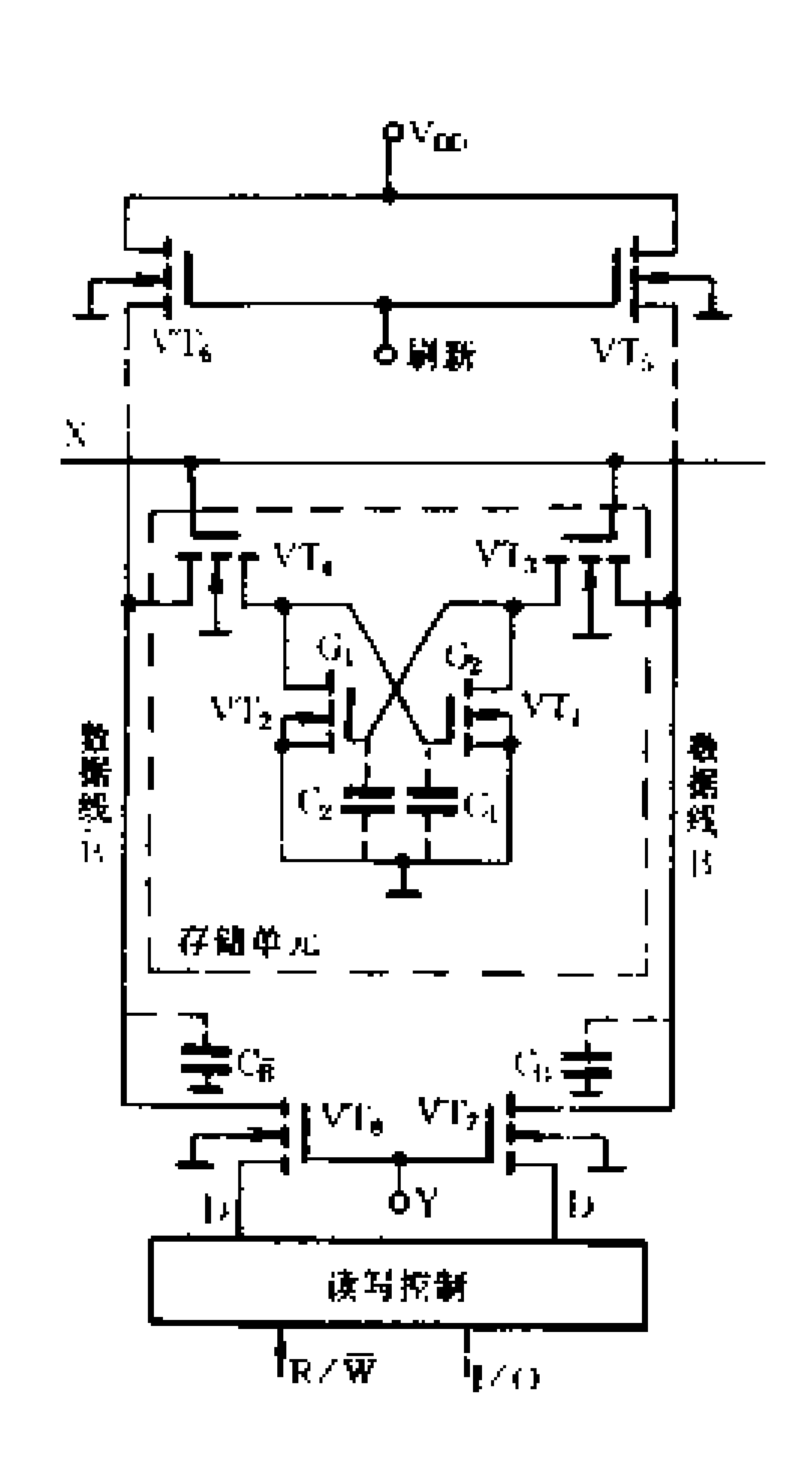


图 8-101 四管 MOS 动态存储单元

图 8-101 所示是四管 MOS 动态存储单元电路。图中，VT_1 ~ VT_4 构成基本触发器。VT_1、VT_2 是两只增强型 NMOS 管，它们的栅极和漏极相互交叉连接，数据信息以电荷的形式存储在栅极电容 C_1 和 C_2 上，靠 C_1、C_2 的电压控制 VT_1、VT_2 的导通与截止，决定触发器的状态。VT_5、VT_6 是对位线预充门控开关，组成刷新电路，它们属各列存储单元所共用。

当 C_1 上充有电荷，且 C_1 上的电压大于 VT_1 管的开启电压而 C_2 上又没有电荷时，则 VT_1 导通，VT_2 截止（即 $G_2=0$、$G_1=1$），我们把这一状态称为存储单元的 0 状态；当 C_2 上充有电荷，并使 C_2 上的电压大于 VT_2 的开启电压，同时 C_1 上没有电荷时，则 VT_1 截止、VT_2 导通（即 $G_2=1$、$G_1=0$），我们把这一状态称为存储单元的 1 状态。

上述四管动态单元中，VT_1、VT_2 总是反相的，因此可以省掉一只，只用一只管子的导通或截止来存储数据。图 8-102 给出了三管动态 MOS 存储单元电路。信号以电荷的形式存储在 VT_2 的栅极电容 C 之中，而 C 上的电压又控制 VT_2 管的导通和截止。

读和写的字线和位线是分开的，读字线控制 VT_3 管，写字线控制 VT_1 管。VT_4 是同一列存储单元共用的刷新管(预充电管)。

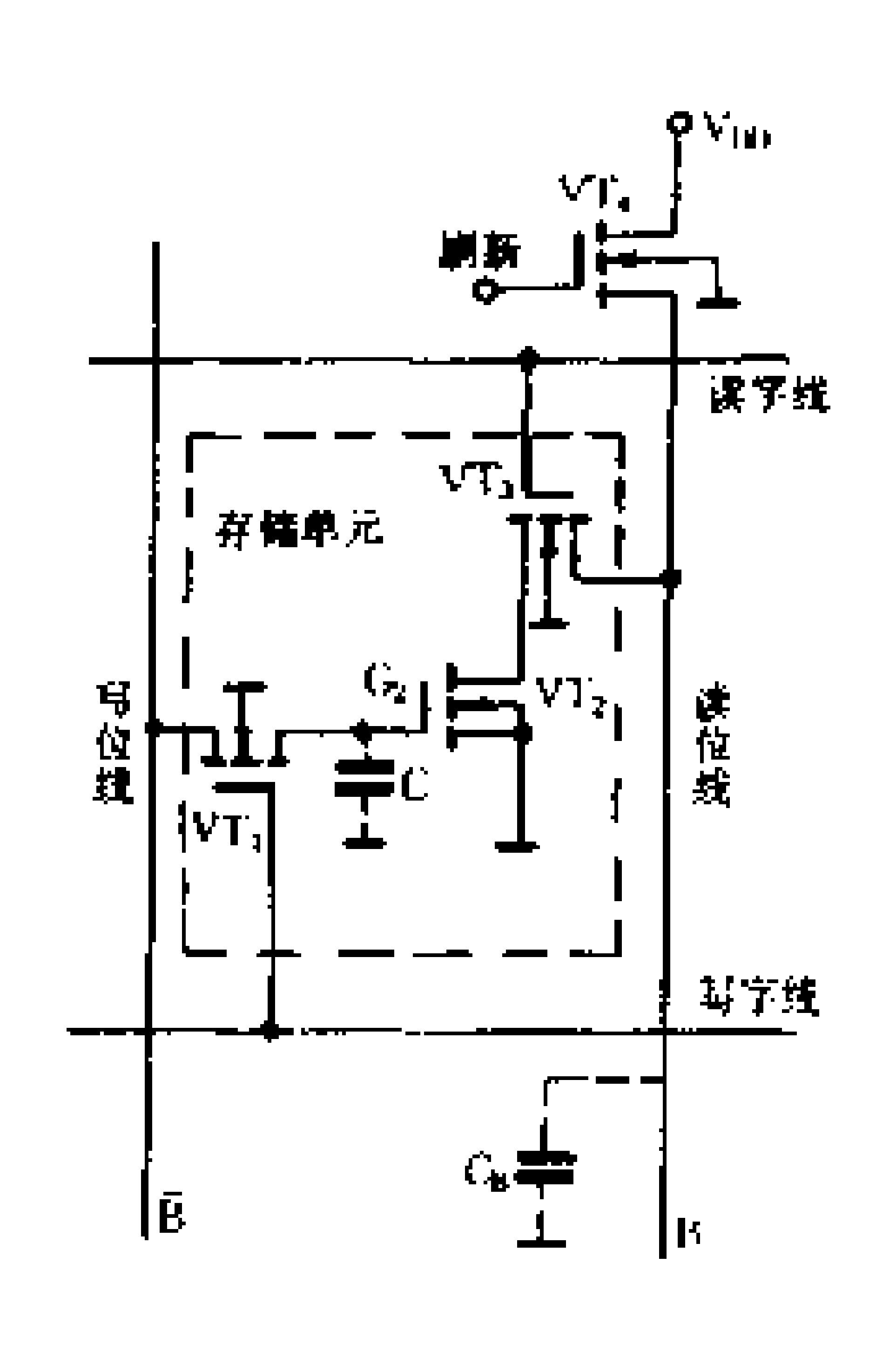


图 8-102 三管动态 MOS 存储单元

进行读操作时，首先将读位线充电到高电平，然后令读字线为高电平，使 VT_3 导通。如果 C 上充有电荷(即存储数据为 1)，且 C 上电压大于 VT_2 管的开启电压，则 VT_2 导通，C_B 经 VT_3、VT_2 放电至低电平。如果 C 上没有电荷(即存储数据为 0)，则 VT_2 截止，读位线保持高电平。读位线的高、低电平经读出放大器放大后，送到输出端，即读出存储的数据。

进行写操作时，令写字线为高电平，于是 VT_1 导通，输入数据加到写位线上，通过 VT_1 存储到电容 C 上，输入数据被写入到存储单元。

由以上分析可见，在读出时，读出位线上的电压信号与电容 C 上的电压信号同相。为了周期性地对存储单元刷新，就必须先把 C 上存储的电压信号读出，反相后再重新写入。

四、存储器实例

1. EPROM 2732 芯片

常用的 EPROM 芯片有 2716、2732、2764、27128、27256 等。现以 2732 为例，介绍它的管脚引线和实际应用中的一种连接方式。

2732 是经常使用的可擦可写的存储器芯片，它是 24 脚双列

直插塑料封装的大规模集成电路。在 24 脚引线中，有 12 根地址线($A_0 \sim A_{11}$)，可寻地址为 $2^{12} = 4096$ 个单元，每个单元可存 8 位二进制数码。

2732 的管脚引线和连接方式绘于图 8 - 103 中。图中各引线的作用如下：

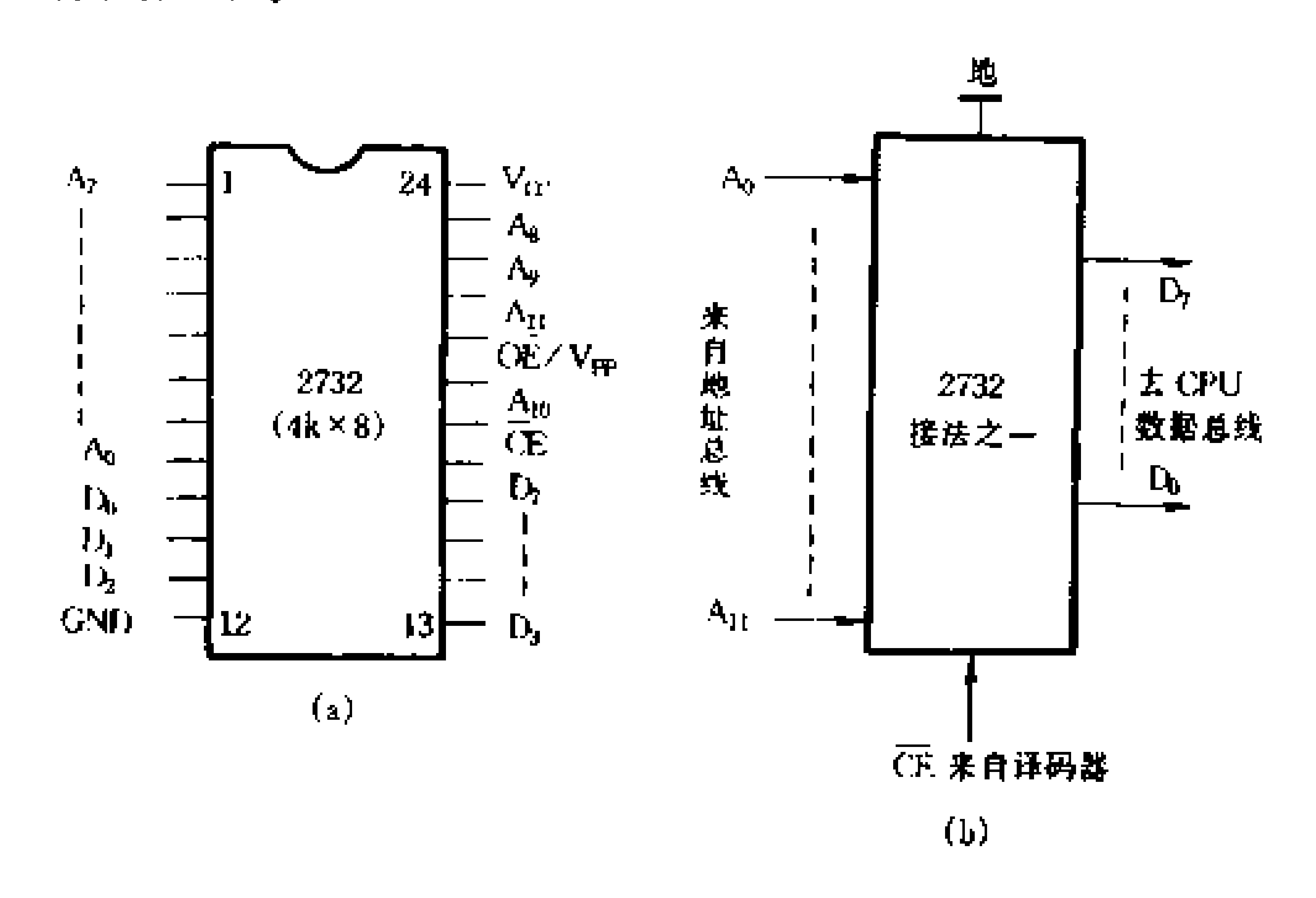


图 8 - 103 2732 管脚引线和连接方式

$D_0 \sim D_7$——为 8 根数据线，正常工作时，片内所存数据可由此线送至数据总线(读出)。

GND——地线。

V_{cc}——电源供电线，一般为 + 5V。

$\overline{CE}$——片选信号线，低电平有效，当$\overline{CE}$由高电平变为低电平时($\overline{CE}$接地)，EPROM 输出将以高阻变成接通状态，此芯片即被选中。

$\overline{OE}/V_{pp}$——$\overline{OE}$为输出允许端，当此端信号为低电平(接地)时，则 2732 始终处于可输出数据状态。2732 的数据线可直接与

CPU 数据总线相连接,由于它的数据输出线是三态的,所以不会影响 CPU 的正常运行。

V_{pp}——编程(向片内写入数据)时,V_{pp}接高电平,通常为 +25V。

2732 芯片工作方式选择如表 8 - 24 所示。

表 8 - 24　　　　2732 的工作方式选择

方式＼引脚	$\overline{CE}$	$\overline{OE}/V_{pp}$	V_{cc}	数据线状态
读出	0	0	+5V	输出(读出)数据
未选中	1	X	+5V	高阻状态
编程	0	V_{pp}	+5V	输入(写入)数据
校验编程内容	0	0	+5V	输出数据
禁止编程	1	V_{pp}	+5V	高阻状态

2. 1024×4 位 RAM 芯片

图 8 - 104 所示是 2114 型 1024×4 位 RAM 的实例结构框图。其中有 4096 个存储单元排列成 64×64 存储矩阵,10 位地址码分成两组译码,A_4 ~ A_9 六位代码加到行地址译码器上,其译码输出 X_0 ~ X_{63},从 64 行存储单元中选择指定的一行,另外四位地址码 A_0 ~ A_2A_3 加到列地址译码器上,其输出 Y_0 ~ Y_{15}从已选中的一行里选出四个存储单元进行读/写操作。可见它的容量为 1K×4 位。

I/O_1 ~ I/O_4 既是数据输入端又是数据输出端。$\overline{CS}$为片选信号。读/写操作是在$\overline{CS}$和 $R/\overline{W}$ 信号控制下进行的。

当$\overline{CS}=0$,$R/\overline{W}=1$ 时,$G_9=1$,三态门 G_5 ~ G_8 工作;而 $G_{10}=0$ 使 G_1 ~ G_4 为高阻态(禁止)。这时,在地址作用下,读出被选定

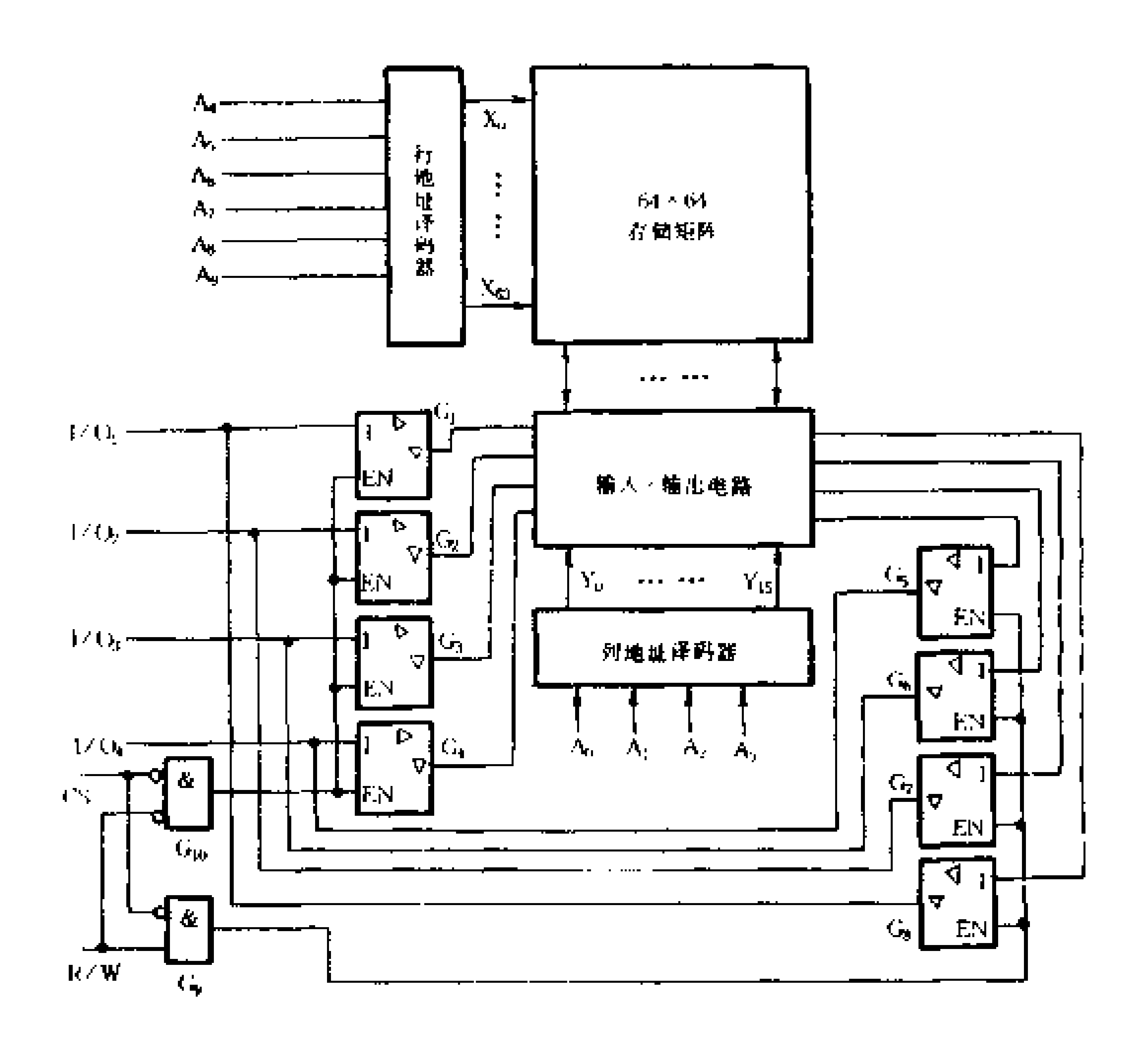


图 8-104 1024×4 位 RAM 的结构框图

的 4 个存储单元的数据，由 $I/O_1 \sim I/O_4$ 输出。

当$\overline{CS}=0$，$R/\overline{W}=0$ 时，$G_9=0$，$G_{10}=1$，则三态门 $G_1 \sim G_4$ 工作，$G_5 \sim G_8$ 为高阻态（禁止），这时在地址作用下，将 $I/O_1 \sim I/O_4$ 上的输入数据写入到被选定的 4 个存储单元。

这种结构的双极型 RAM，每进行一次读出或写入的时间约为 0.1μs～0.25μs。它的全部输入、输出信号电平均与 TTL 电路兼容。

若令$\overline{CS}=1$，则三态门 $G_1 \sim G_8$ 同时处于高阻态（禁止），将存储器内部电路与外部连线隔离。因此，可以直接将 $I/O_1 \sim I/O_4$

与系统的总线相连。

2114 型 1024×4 位 RAM 芯片采用 18 脚双列直插结构，由 +5V 电源供电，其中有 4 条数据输入/输出线、10 条地址线和两条控制线。

第九节　基本脉冲电路

在数字系统中，经常要用到能够产生矩形脉冲的电路（脉冲信号源）以及用来对脉冲进行整形的电路。这一节主要介绍多谐振荡器、环形振荡器等脉冲产生电路，以及单稳态触发器、施密特触发器等脉冲整形电路。

一、自激多谐振荡器

自激多谐振荡器是用来产生矩形脉冲的单元电路。之所以称之为多谐振荡器，是由于它输出的矩形波可以分解为基波和许多高次谐波。这种电路没有持久的稳定状态，又常叫它无稳态电路。

1. 多谐振荡器的典型电路和工作原理

图 8-105 所示是典型的自激多谐振荡器的电原理图。它的电路结构也是对称的，即 $R_{c1}=R_{c2}$，$R_{b1}=R_{b2}$，$C_1=C_2$，VT_1 和 VT_2 是同型号的，其参数也相同。下面就来分析多谐振荡器的工作情况。

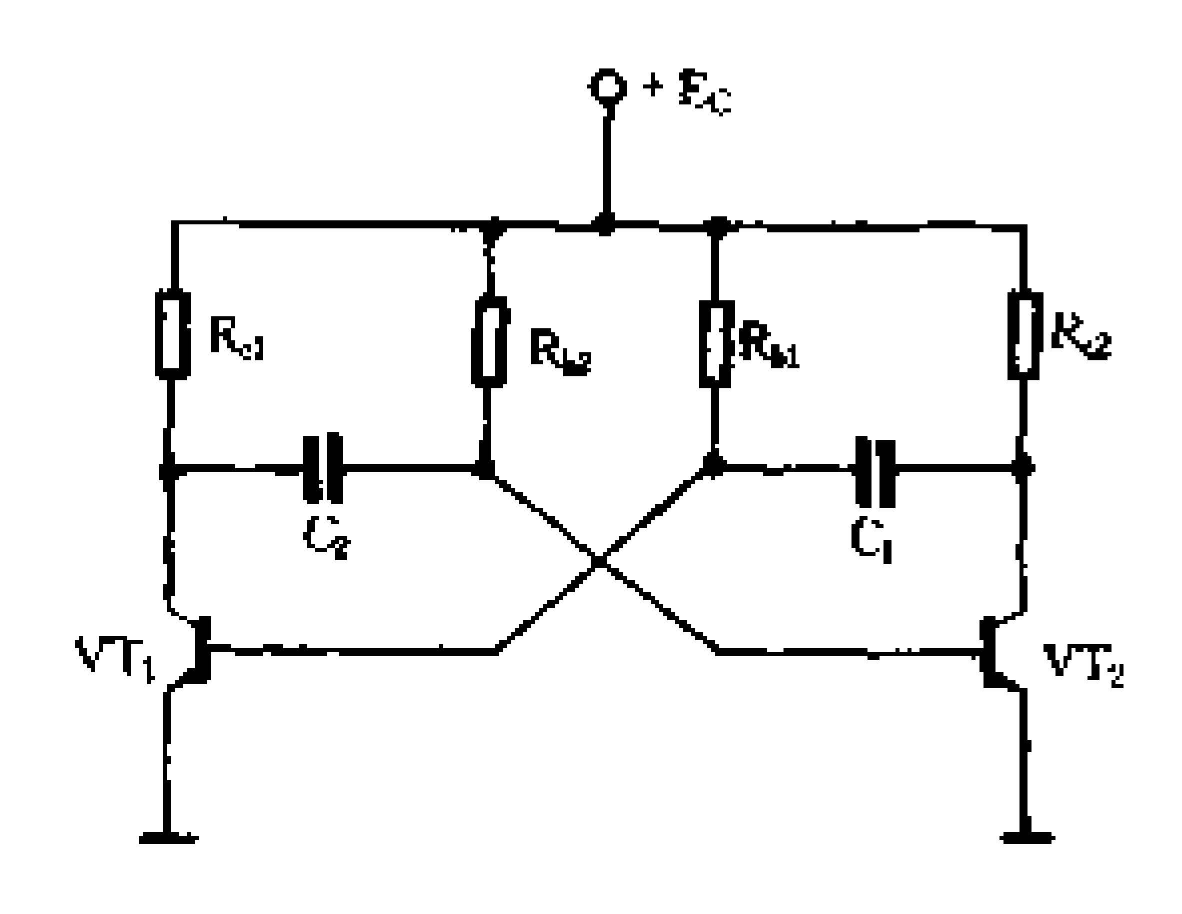


图 8-105　多谐振荡器的典型电路

在电源接通后，由于两个晶体管的基极分别通过电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 与电源 $+E_c$ 相

连，它们都趋向于导通，但两个反相器电路不可能完全对称，总会有一个管子导电稍强。比如，VT_1 管导电强些，则 VT_1 的集电极电路 i_{c1} 增加，集电极电位 V_{c1} 下降，从而引起 i_{b2} 减小，i_{c2} 减小，V_{c2} 升高；V_{c2} 的变化通过 C_2 的耦合，又全部加在 VT_1 的基极上，使 VT_1 的基极电流 i_{b1} 增加，i_{c1} 增加……这个正反馈积累过程为：

$$i_{c1}\uparrow \rightarrow V_{c1}\downarrow \rightarrow V_{b2}\downarrow \rightarrow i_{b2}\downarrow \rightarrow i_{c2}\downarrow \rightarrow V_{c2}\uparrow \rightarrow V_{b1}\uparrow$$

由于强烈的正反馈，几乎在瞬时，使 VT_1 饱和，VT_2 截止。但是，VT_1 饱和，VT_2 截止，只是一个暂稳状态。和上节的单稳态触发器一样，当进入暂稳状态后，C_2 便开始通过饱和管 VT_1 放电，并接着进行反方向充电，使 VT_2 的基极电位 V_{b2} 逐渐上升。当 V_{b2} 上升到 +0.6V 左右时，VT_2 开始导通，管子进入放大区，电路又开始了正反馈的积累过程：

$$C_2\text{放电} \rightarrow V_{b2}\uparrow \rightarrow i_{c2}\uparrow \rightarrow V_{c2}\downarrow \rightarrow V_{b1}\downarrow \rightarrow i_{c1}\downarrow \rightarrow V_{c1}\uparrow$$

几乎在瞬时，使 VT_1 截止，VT_2 饱和，电路进入另一个暂稳状态。以后的过程是重复的，在集电极连续输出一定周期的矩形脉冲。

脉冲宽度等于暂稳态的持续时间，即

$$t_{p1} = 0.7R_{b1}C_1$$

$$t_{p2} = 0.7R_{b2}C_2$$

2. 用集成电路与非门组成的多谐振荡器

图 8－106 所示是用集成电路“与非”门组合成的多谐振荡器的典型电路图。它的工作过程是：当 1 门的输出 V_{01} 从“0”变为“1”时，经 C_1 耦合到 2 门的输入端，促使 2 门的输出 V_{02} 从“1”变为“0”。这一变化又经 C_2 耦合到 1 门的输入端，保证“1”门输

出为"1",形成一个暂稳状态。这时,1门关闭,2门开启。造成触发器翻转的原因是电容器的充放电,翻转过程也是一个正反馈过程。上述暂稳态刚开始时,1门输出的高电位经电阻 R_2 对电容 C_1 充电,流过 R_2 的充电电流随时间按指数规律衰减,2门输入端的电位 V_2 也按指数规律下降。当 V_2 下降到2门的开门电平以下时,2门关闭。这时2门的输出迅速从"0"变为"1",经 C_2 耦合,促使1门开启,其输出 V_{01} 从"1"变为"0",又经 C_1 耦合到2门,使 V_{02} 保持"1"态,从而使多谐振荡器从第一个暂稳状态翻转到第二个暂稳状态。

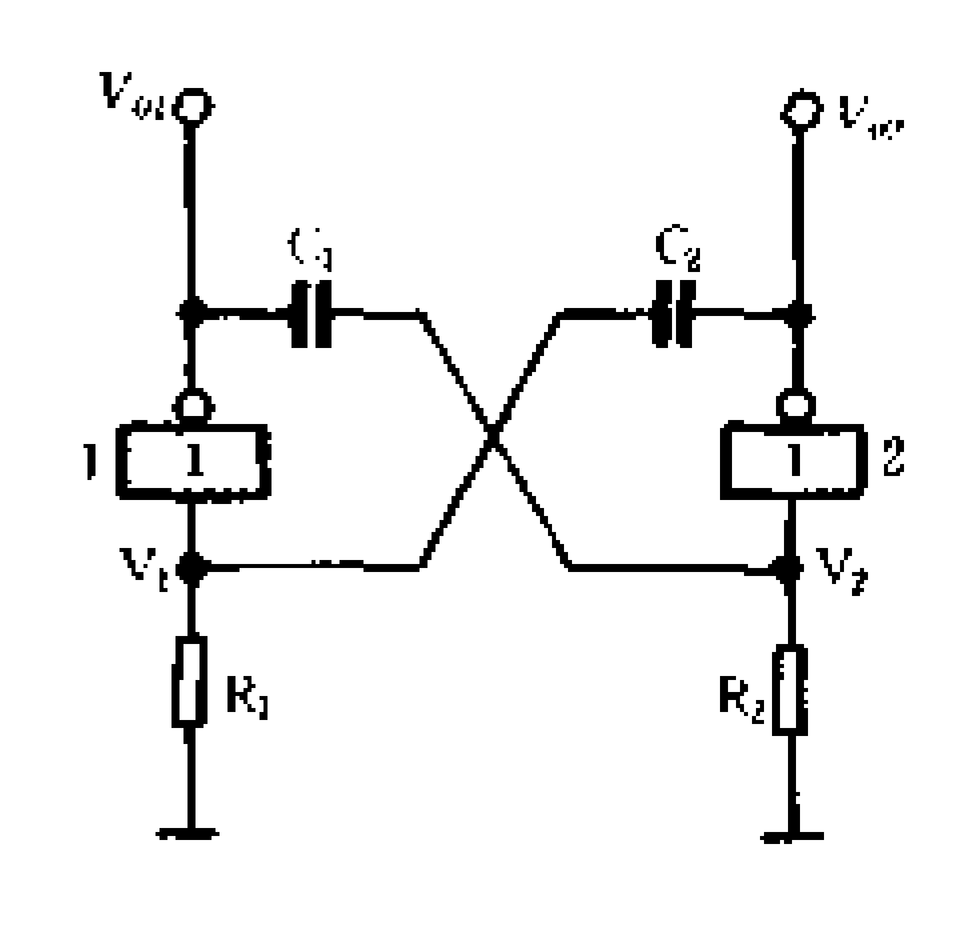


图8-106 用"与非"门组成的多谐振荡器

此后,C_2 充电(C_1 放电),经 t_p 时间后,V_1 下降到1门的开门电平以下,经过正反馈,又回到第一个暂稳状态。这样,就形成了自激振荡。改变电阻和电容值,可以改变振荡周期。

二、环形多谐振荡器

用TTL集成电路与非门可以组成一种环形多谐振荡器,用以产生矩形波,其逻辑原理图如图8-107所示。它是由三个与非门依次首尾相接形成环形电路。大家知道,要获得自激振荡,

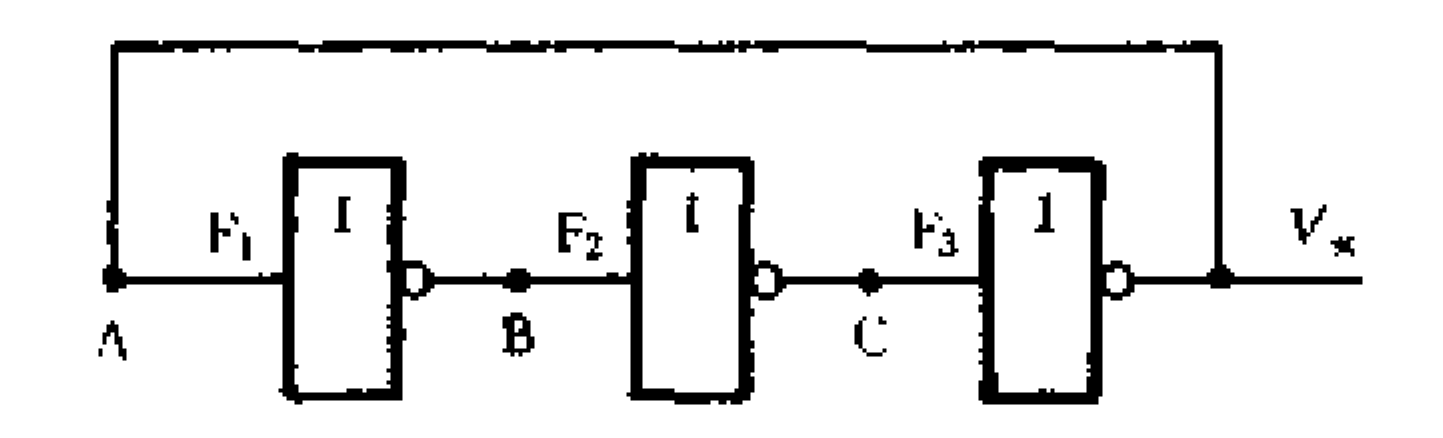


图8-107 环形多谐振荡器原理

电路不能出现稳定状态。我们先假定图 8－107 的 V_{sc}稳定在低电位，则 A 点亦为低电位，经过 F_1、F_2 两极反相器，使 C 点也稳定在低电位，再经 F_3 又迫使 V_{sc}稳定在高电位，从而否定了 V_{sc}稳定在低电位的假定，电路没有稳定状态，必然会产生自激振荡。

为了能人为地确定振荡周期和频率，必须在电路中接入 R、C 定时元件。图 8－108 所示就是一种实用的环形振荡器的逻

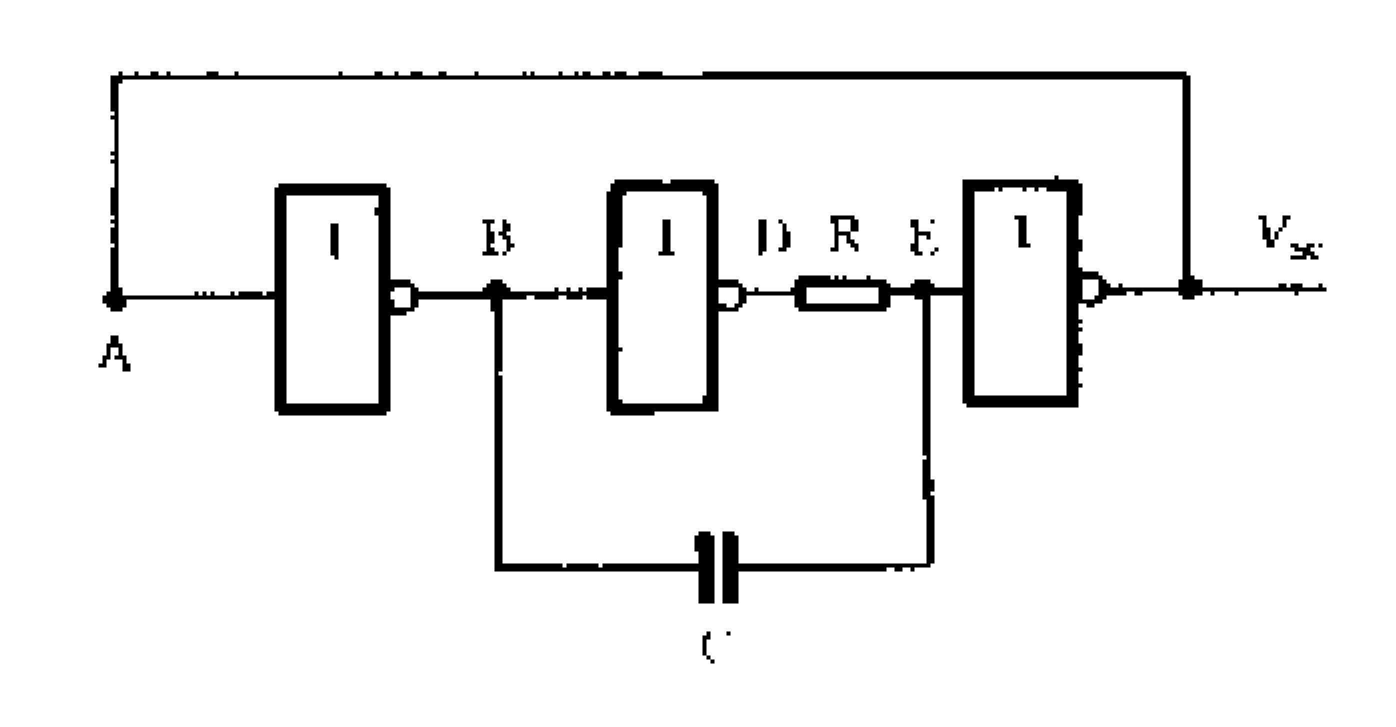


图 8－108　实用的环形振荡器

辑电路。在这种电路中，振荡器的定时主要是取决于电容 C 的充放电速度，不但起振可靠，同时频率可以在很大范围内改变。下面简单分析电路的工作原理。

前面已讲过，这种电路没有稳定状态。当 A 点由高电位跳变到低电位时，B 点由低电位跳变到高电位，它一方面经 F_2 门使 D 点电位由高变低，另一方面经电容 C 的动态耦合，使 E 点电位由低变高，从而使 F_3 门开启，使 A 点处于低电位，这是电路的第一暂稳状态。

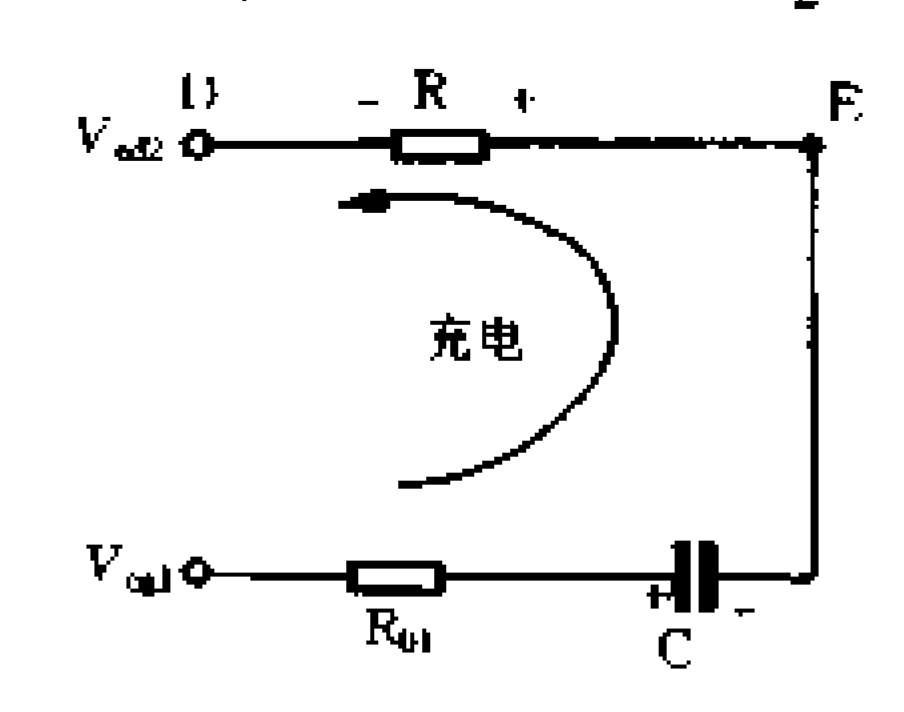


图 8－109　电容 C 的充电回路

电路状态的变化，引起电容 C 的充电，充电回路如图 8－109 所示。充电电流在电阻 R 上产生电压降，其极

性为 E 正 D 负，它维持 F_3 门开启。随着充电过程的进行，充电电流按指数规律减小，E 点电位按指数规律下降，当 E 点电位下降到非门的关门电平 V_g 时，F_3 门关闭。与此同时，A 点电位由低变高，E 点电位继续下降到较负的值，确保 F_3 门关闭，电路进入第二暂稳状态。这时，由于 D 点处于高电位，B 点处于低电位，所以电容 C 被反方向充电，其充电回路如图 8－110 所示。随着充电过程的进行，E 点电位按指数规律上升，上升到与非门的开门电平 V_k 时，电路就从第二暂稳状态迅速翻转到第一暂稳状态。如此周而复始，在电路的输出端就获得连续的矩形波。电路的振荡周期为

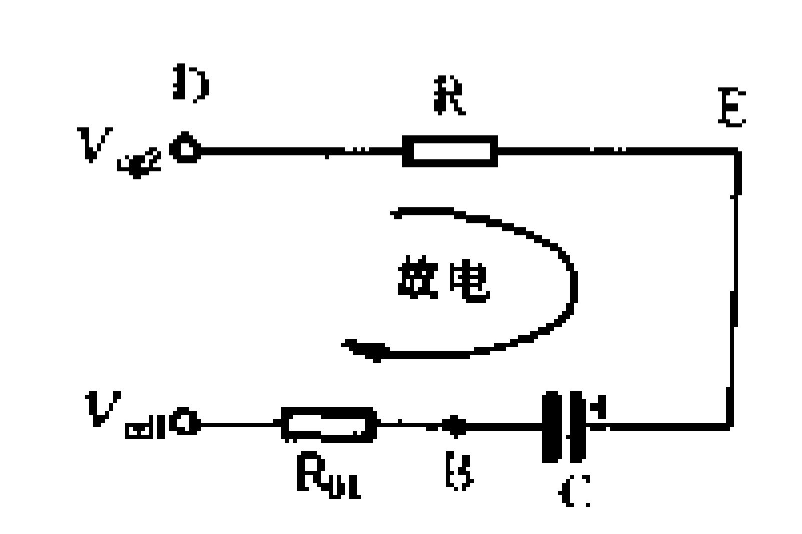


图 8－110　C 的反方向充电

$$T \approx 2.5RC$$

电阻 R 的阻值不能太大，一般取几百欧，否则可能会停振，电容 C 根据所需频率可在几十皮法到几百微法的大范围内选取。

三、单稳态触发器

单稳态触发器在没有外来信号输入时，始终保持单一的稳定状态，当输入端受到外来脉冲信号触发时，电路产生翻转。经过一定的时间间隔，电路会自动返回原来的稳定状态。电路的输入和输出关系如图 8－111 所示。

1. 典型单稳态电路的组成和工作原理

图 8－112(a)所示是典型的单稳态触发器的电原理图，它与双稳态触发器的电路比较，不同之处是一条直接耦合支路用耦合电容 C_2 代替，并将 R_{b2} 的一端改接到电源 E_c 的正端。在未加

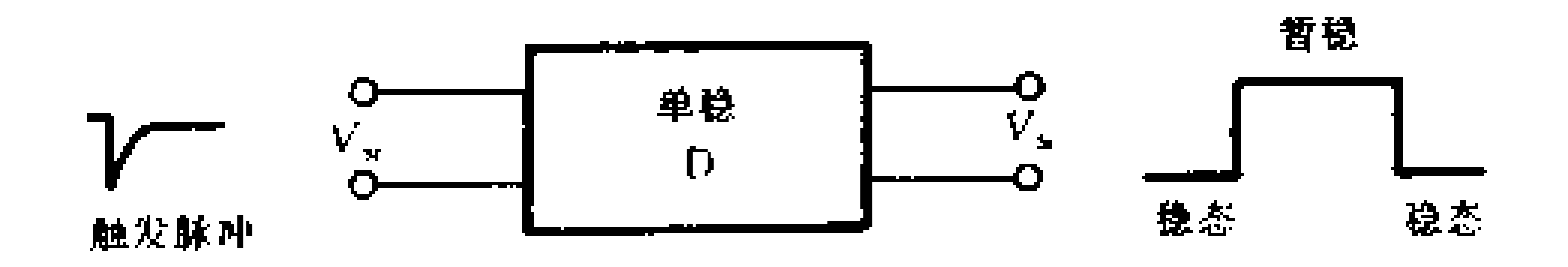
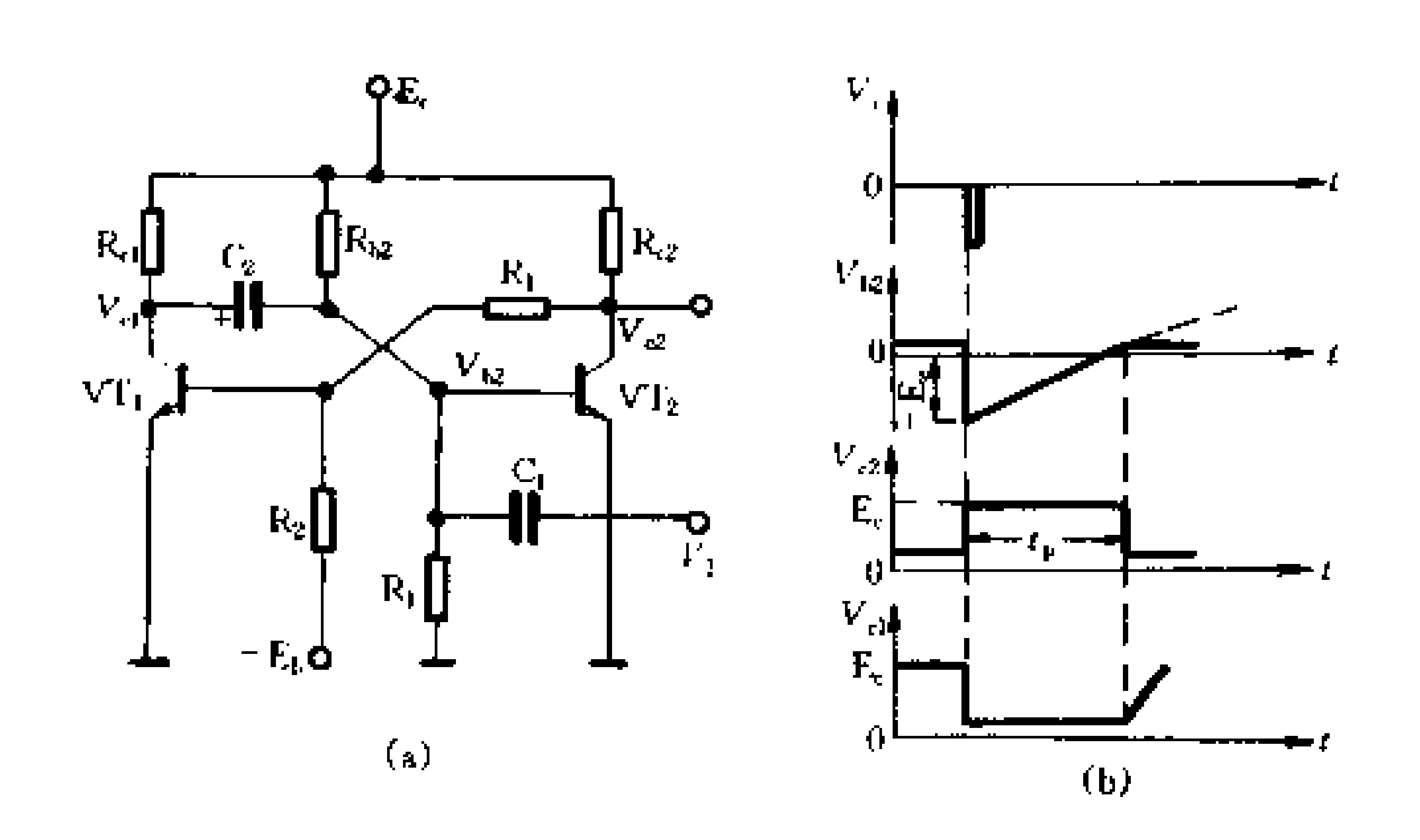


图 8-111　单稳态触发器的电路功能



(a)　(b)

图 8-112　单稳态触发器电路及波形

触发信号时，由负电源 E_b 保持 VT_1 截止，同时适当地选择 R_{b2}、R_{c2}的阻值及 β_2，使 VT_2 饱和，这就是电路的唯一的稳定状态。这时 VT_1 集电极为高电位；VT_2 集电极为低电位；电容 C_2 被充电，充电路径是：$E_c \to R_{c1} \to C_2 \to VT_2 \to$“地”，电压充到接近于 E_c，其极性如图 8-112(a)所示。

当在饱和管 VT_2 的基极输入一个负脉冲后，电路中的电流和各点的电位将发生变化，引起以下的正反馈连锁反应：

$$V_i \to V_{b2}\downarrow \to i_{c2}\downarrow V_{c2}\uparrow \to V_{b1}\uparrow \to i_{c1}\uparrow \to V_{c1}\downarrow$$

（$V_{c1}\downarrow$ 反馈回 V_{b2}）

这一过程时间极短，几乎在瞬时使 VT_1 变为饱和，VT_2 变为截

止。由于 VT_1 饱和，其集电极电位 V_{c1} 很快降到接近于零，而电容 C_2 上电压不能跃变，VT_2 的基极电位 V_{b2} 必然在瞬间下降到接近于 $-E_c$，因而使 VT_2 在输入的负脉冲信号消失后，仍维持在截止状态。

但是，VT_2 的截止状态不能持久保持下去，因为电容 C_2 要经由 VT_1 和 R_{b2} 放电（放电路径为 $C_2 \to VT_1 \to$ "地" $\to E_c \to R_{b2}$），它上面的电压逐渐降低，V_{b2} 逐渐回升。放电完毕之后，还要开始从 $E_c \to R_{b2} \to C_2 \to VT_1 \to$ "地"进行反方向充电。在反方向充电过程中，V_{b2} 也随着上升。上升到 +0.6V 左右时，VT_2 又开始导通进入放大状态，产生如下正反馈过程：

$$C_2\text{放电} \to V_{b2}\uparrow \to i_{c2}\uparrow \to V_{c2}\downarrow \to V_{b1}\downarrow \to i_{c1}\downarrow \to V_{c1}\uparrow$$

（$V_{c1}\uparrow$ 反馈回 $V_{b2}\uparrow$）

几乎在瞬时，导致 VT_1 截止，VT_2 饱和，恢复到原先的稳定状态。

在电路恢复到原先的稳定状态时，电容 C_2 又被充电。由于电容上的电压不能跃变，需要经历一个充电过程，因此，V_{c1} 不能立即达到 E_c，如图 8－112(b)所示，其波形的后沿按指数规律上升。图中还给出了 V_{c2} 和 V_{b2} 的波形。

输出脉冲可以从 VT_1 或 VT_2 的集电极取出，输出的基本上是矩形波，但 VT_1 输出脉冲的极性正好和 VT_2 输出的相反：VT_1 输出矩形负脉冲，VT_2 输出矩形正脉冲。通常从 VT_2 集电极取出输出矩形正脉冲。脉冲宽度可由下式算出

$$t_p = 0.7R_{b2}C_2$$

分立元件单稳态触发器的暂稳状态可以取得较长，并易于调整，因此，在业余制作中常用来作延时或定时控制。

2. 用集成电路与非门组成的单稳态触发器

随着数字集成电路的大量生产和广泛应用，近年来无线电

业余制作中，多采用集成电路"与非"门，配接电容、电阻搭成单稳态触发器。图 8－113 就是用 TTL"与非"门组成的单稳态触发器。国产 TTL"与非"门有单门，也有双门(两个门做在一块芯片上)。用一块双门就可以连接成图 8－113 所示的电路。

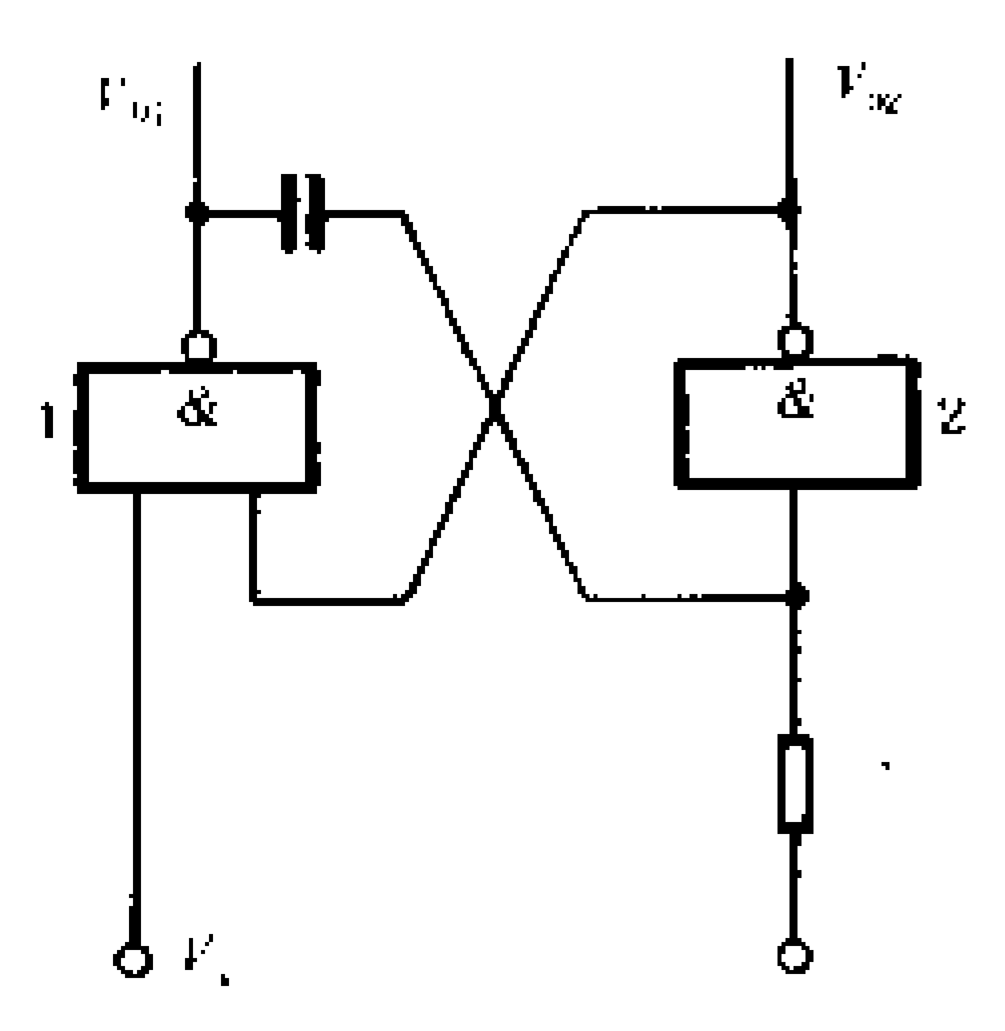


图 8－113　用"与非"门组成的单稳态电路

在稳态时，1 门的输入端 V_i 为高电位；2 门的输入端 A 为低电位，其输出 V_{02} 为"1"。因此，1 门的两个输入端均为高电位"1"，其输出 V_{01} 为 "0"。这时，1 门开启，2 门关闭。当触发负脉冲输入时，即 V_i 为"0"时，1 门关闭，其输出 V_{01} 变为"1"。因电容两端电压不能跃变，故 V_A 也变为"1"，暂稳状态开始。在暂稳态期间，1 门输出的高电平经电阻 R_2 对电容 C_1 充电，充电电流随时间按指数规律衰减，即流过 R_2 的电流逐渐减小，V_A 也按指数规律下降。当 V_A 下降到 2 门的开门电平(TTL 与非门约 1.4V)以下时，迅速发生翻转，2 门关闭，其输出 V_{02} 变为"1"，使 1 门开启，其输出 V_{01} 变为"0"，暂稳状态结束，又恢复原先的稳定状态。

输出脉冲宽度取决于 R_2C_1。在实际运用时，R_2 作细调，C_1 作粗调。

四、施密特触发器

施密特触发器是一种常用的脉冲波形变换电路。它的输出端有两个稳定状态：当没有输入电压或输入电压低于某一临界值 V_{T+} 时，电路处于某一种稳定状态；当输入电压升高到某一临

界值时，电路就跳变到另一种稳定状态。此后即使输入电压再增加，电路仍保持这种稳定状态不变，只有当输入电压再下降到某一临界值 V_{T-} 时，电路又跳变到初始稳定状态。图 8－114 示

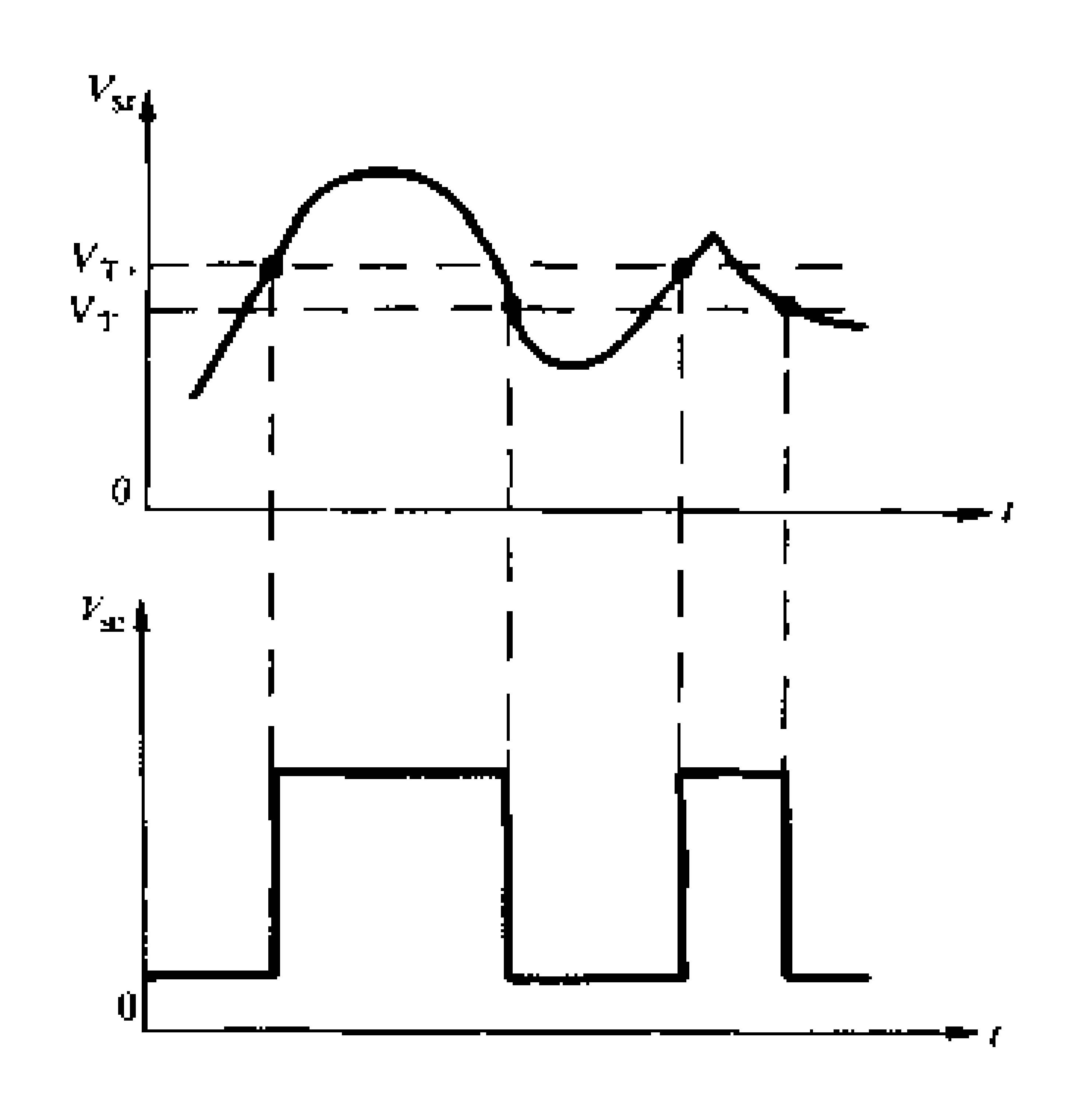


图 8－114　施密特触发器的电路功能

出了施密特触发器的电路功能。施密特触发器在性能上有两个重要的特点：(1)输入信号从低电位上升时的转换电平 V_{T+} 和从高电位下降时的转换电平 V_{T-} 不同；(2)在电路状态转换时，通过电路内部的正反馈过程使输出波形的边沿变得很陡。利用这两个特点，可以用来鉴别输入信号的幅度，并能把边沿变化缓慢的信号整形为边沿陡峭的矩形脉冲。

用 TTL 与非门组成的施密特触发器的逻辑电路如图 8－115 所示。电路中两个与非门 A 与 B 交叉耦合，它们互相控制，使电路具有两个稳定状态。图中，VD 为转移电平二极管，R_1、R_2 为分压电阻。

若在电路的输入端输入一个正弦信号 V_{sr}，当 $V_{sr}=0$ 时，门

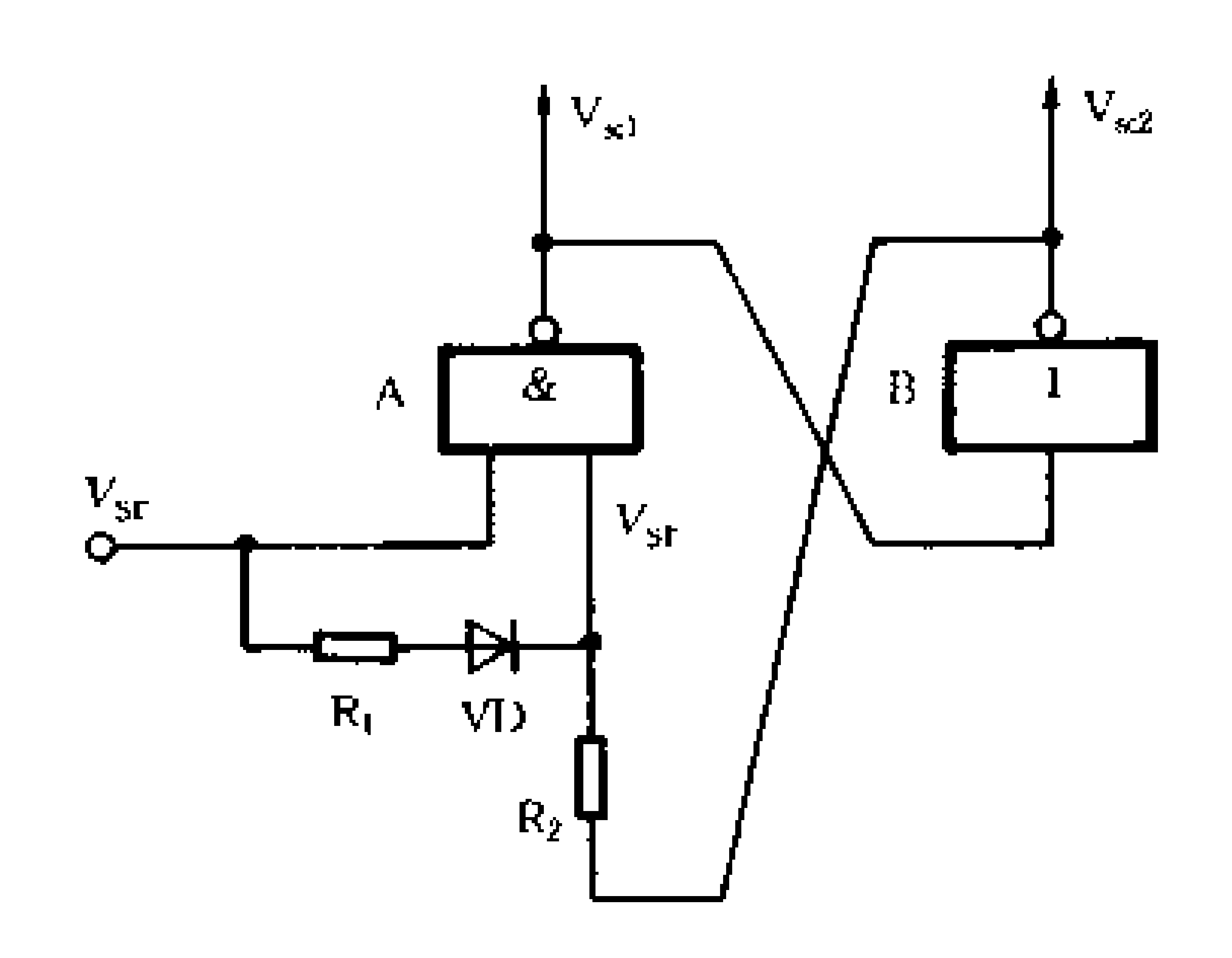


图 8-115　与非门构成的施密特触发器

A 关闭，门 B 开启，这是电路的第一稳定状态。如果 V_{sr}从零上升到与非门的开门电平 V_k 时，由于 V_{sr}仍低于 V_k，门 A 仍不能开启。当 V_{sr}继续升高到 V_{T+} 值，使 $V'_{sr} = V_k = E + \frac{R_2}{R_1 + R_2}$，门 A 开始导通，并引起正反馈过程，电路迅速翻转到门 A 开启、门 B 关闭的第二稳定状态。这以后即使 V_{sr}继续上升，则门 A 的状态亦稳定不变。当 V_{sr}由最大值开始下降，只要 $V_{sr} > V_k$，门 A 仍然开启，状态不变。当 V_{sr}下降到 $V_{T-} = V_k$ 时，门 A 才关闭，并产生正反馈过程，使电路迅速翻回到门 A 关闭、门 B 开启的初始稳定状态。

上述 V_{T+} 与 V_{T-} 的差值称为施密特电路的回差，

即
$$V_{T+} \approx V_k \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$
$$V_{T-} \approx V_k$$

改变 R_1、R_2 的比值就可以改变回差。

五、锯齿波发生器

在电视机的帧、行扫描电路及电子示波器的时基扫描电路中，需要一种随时间作线性变化的波形，这就是锯齿波。锯齿波如图 8 - 116 所示。描述锯齿波特点的主要参数是：

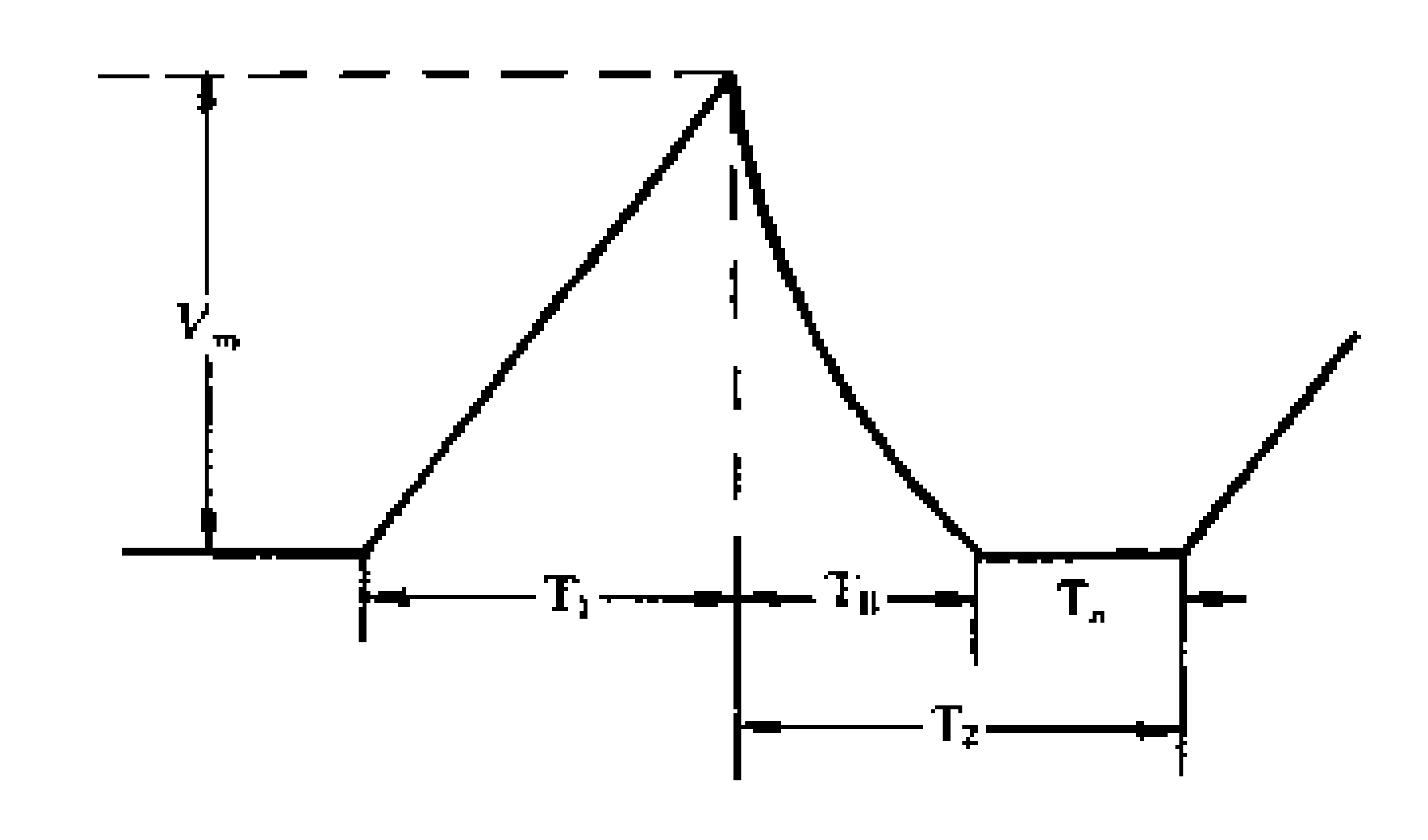


图 8 - 116 锯齿波形

(1) 扫描期 T_1。也叫工作期，指锯齿波呈线性变化时所对应的时间。

(2) 回扫期 T_B。是锯齿波从线性的最大值恢复到扫描起始值所对应的时间，这段时间越短越好。

(3) 等待期 T_n。等待同步信号的到来，使锯齿波的扫描期与同步信号同步。

(4) 恢复期 T_2。它表示第一次扫描结束到第二次扫描开始的一段时间，一般 $T_2 > T_B$($T_2 = T_B + T_n$)，否则将使扫描不稳定。

(5) 扫描重复周期 T。简称扫描周期，它表示从某次扫描开始到下一次扫描开始之间所经历的时间($T = T_1 + T_2$)。

(6) 扫描幅度 V_m。扫描期内，电压(或电流)变化的幅值。

我们对锯齿波的基本要求是扫描期内线性好、回扫快、频率

稳定且扫描幅度大。

1. 电压锯齿波的产生

图 8 - 117(a)是一个简单的电容器充、放电电路。在电容器

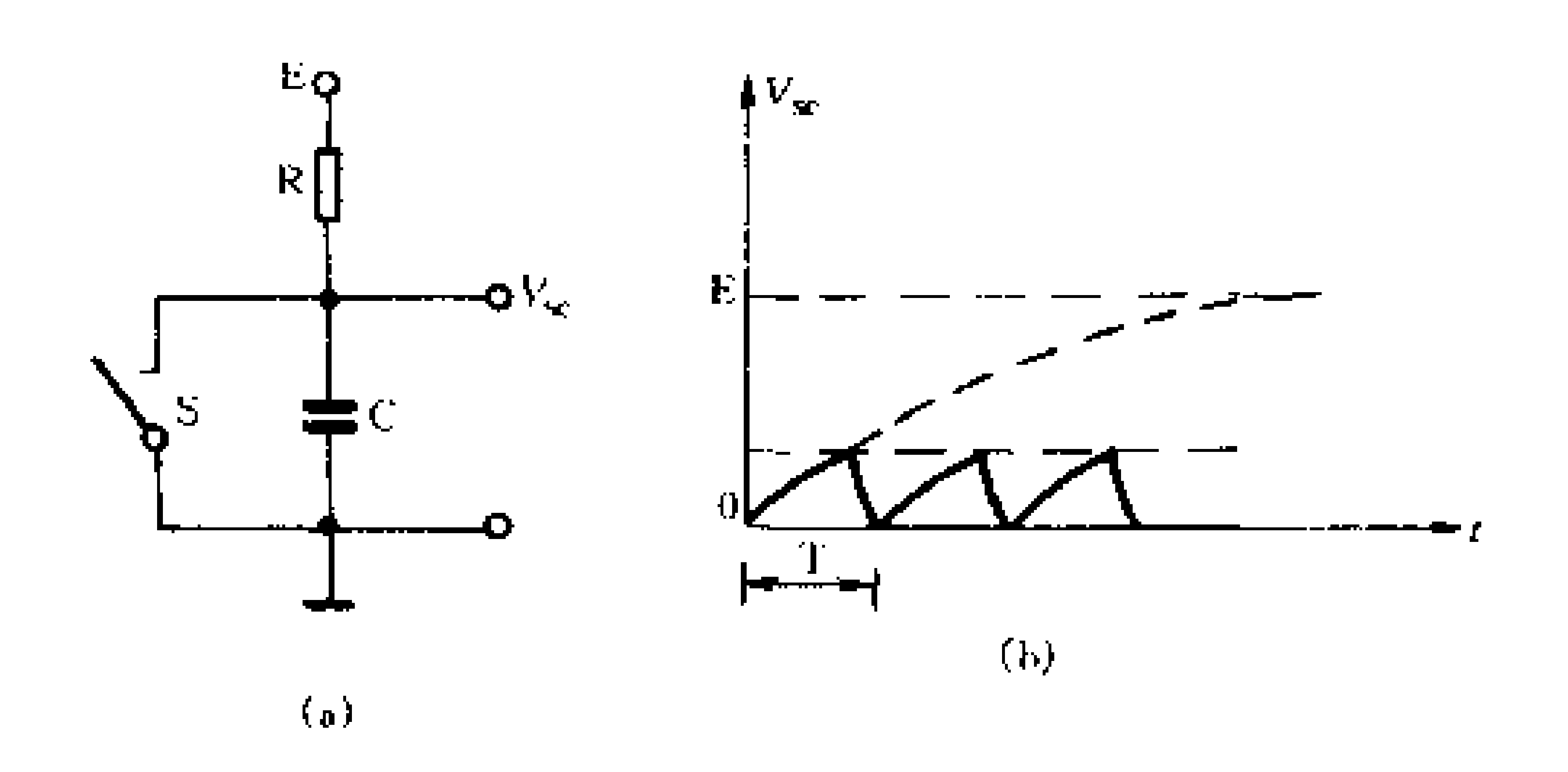


图 8 - 117 锯齿波形成的原理

两端并联一个开关 S,使开关 S 按一定周期接通与断开,其重复周期为 T。

先把开关 S 合上,此时电容 C 两端电压迅速降为零,然后把开关 S 断开,电源 E 就通过电阻 R 向电容 C 充电,充电时间常数 $\tau = RC$。在充电过程中 $V_{sc}(=V_c)$按指数规律上升。经过一段时间(充电还没有充足),将开关闭合,电容器将通过开关迅速放电,V_{sc}下降到零。之后,再把开关 S 合上,C 又被充电……这样不断地重复,就可以从输出端得到电压锯齿波,如图 8 - 117(b)所示。

实际上图 8 - 117(a)中的开关 S 都采用晶体管或电子管等电子器件。图 8 - 118(a)示出了最简单的锯齿电压发生器。在晶体管 VT 的基极输入一个矩形波信号,输出端即可获得锯齿波。当输入信号为高电位时,VT 饱和,相当于图 8 - 117(a)中的开关 S 合上;输入低电位时,VT 截止,相当于开关断开。

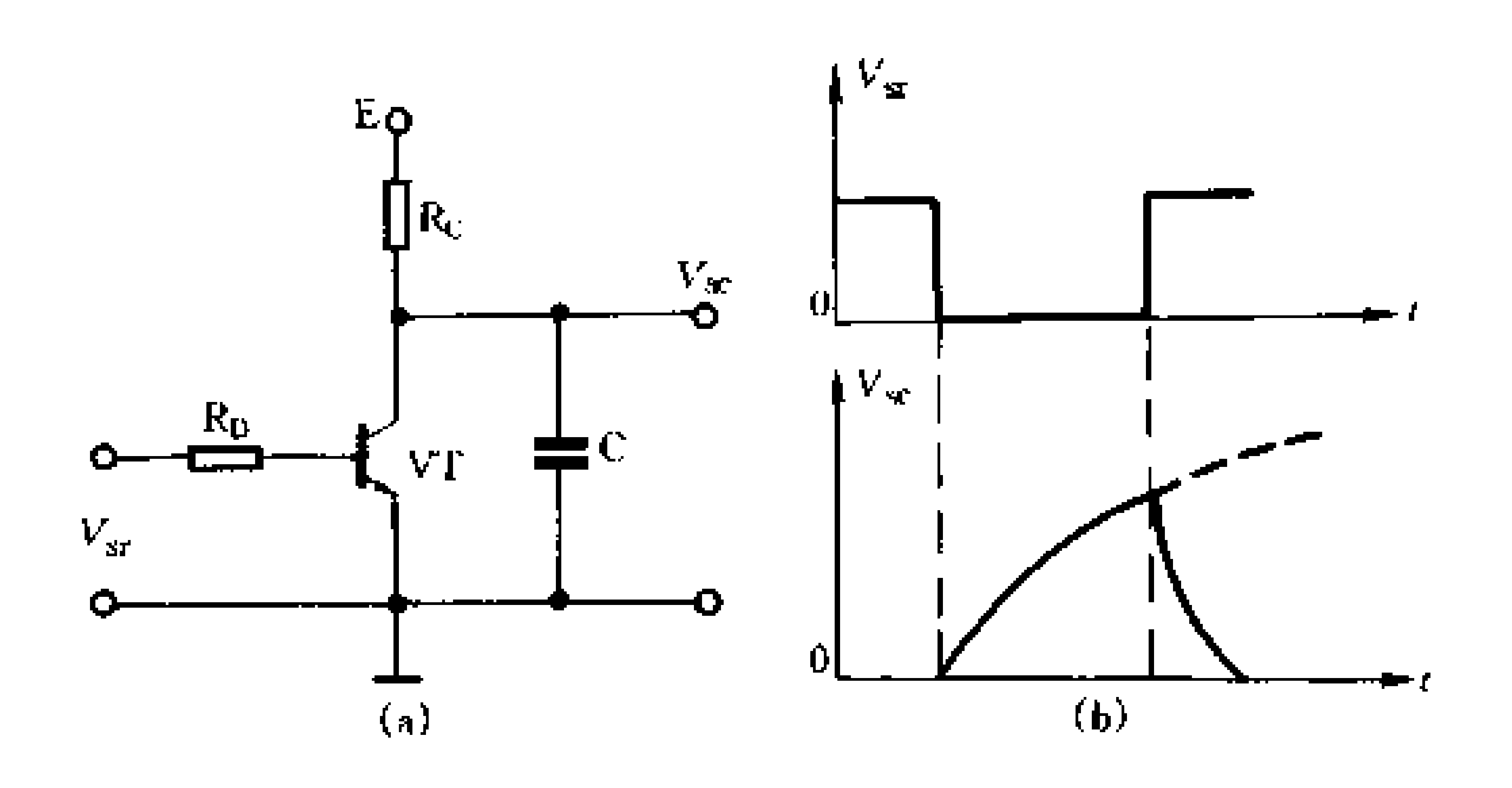


图 8－118　最简单的锯齿电压发生器

但是，这种电路输出的锯齿波扫描线性度很差。为此，可以使扫描期 $T_1 \ll R_c C$，只利用充电曲线上很短的一段起始部分（近似直线）。但是，这种做法会使扫描幅度大大降低，电源电压的利用率很低。

那么，怎样才能做到既充分地利用电源电压，又改善锯齿波的非线性呢？这就需要了解电容器在充电过程中，其两端电压 V_c 的变化呈非线性的原因。大家知道，V_c 与电容器中储存电荷量 Q 的关系为

$$V_c = \frac{Q}{C}$$

而 $$Q = it\text{，则 } V_c = \frac{i_t}{C}$$

如果我们能以恒定的电流 I 对电容器充电，

则 $$V_c = \frac{I}{C}t$$

这时，V_c 与 t 的关系将是线性的。下面介绍两种实用的电压锯齿波发生器。

2. 恒流源锯齿波形成电路

图 8－119(a)所示是一种简单的晶体管恒流源锯齿波形成电路。其中 VT_1 是电子开关，VT_2(PNP 管)构成晶体管恒流源，它与电容 C 构成恒流定时电路。图 8－119(b)中示出了输入、输出波形图。

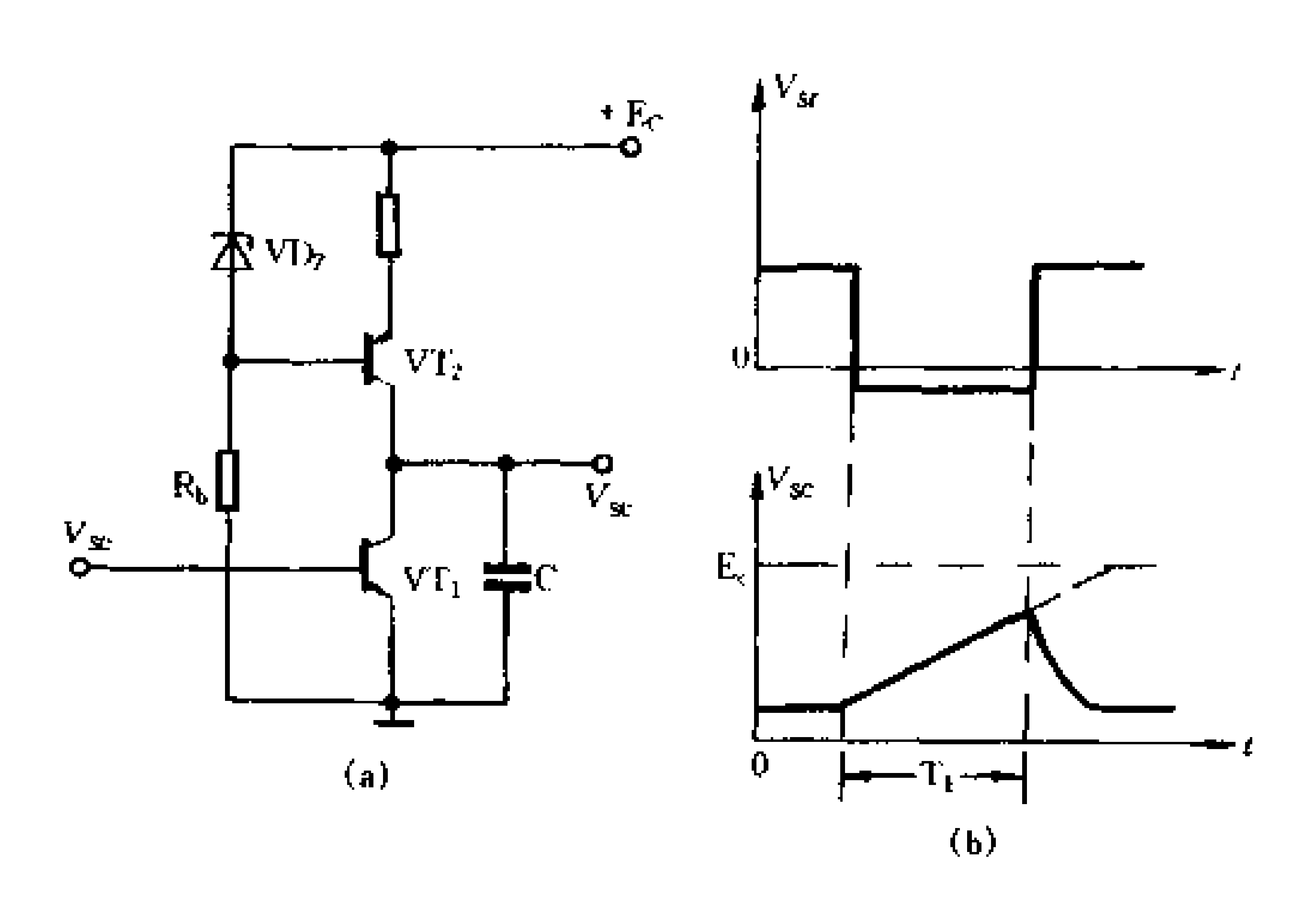


图 8－119　恒流源锯齿波形成电路

我们来讨论这种电路的工作原理。当输入低电位使 VT_1 截止后，VT_2能以恒定电流向电容 C 充电，这是因为

$$I_{e2}=\frac{V_z-V_{bes}}{R_e}$$

V_z为稳压管 VD_z的稳压值。一般 $V_z \gg V_{bes}$，所以 $I_{e2}\approx\frac{V_z}{R_e}$。这样，只要 V_z和 R_e不变，I_{e2}就可以近似看作是恒定电流。它向电容 C 充电时，能形成 V_{sc}随时间 t 作线性变化的锯齿波。当 V_{sc}上升到接近于 E_c值时，VT_2的 $V_{ce2}\approx 0$，电容上的电压才停止上升。

所以，锯齿电压波的幅度 V_m 可以接近于 E_c 值，电源电压的利用率很高。这种电路的扫描频率可以做得很高，因此在高速扫描电路中常常采用。

3. 自举式锯齿波电路

图 8－120 所示为最简单的锯齿波发生器，由于电源电压 E

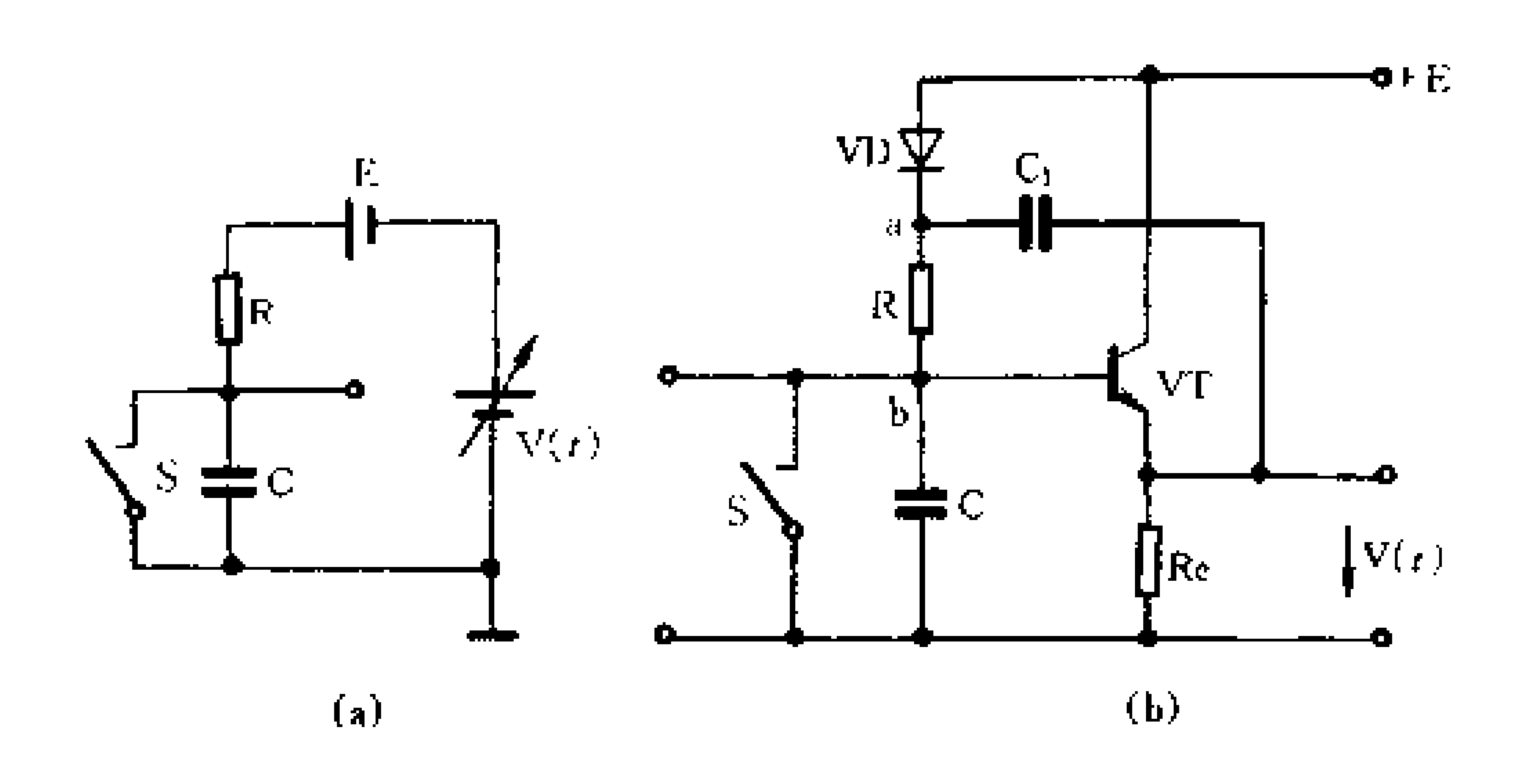


图 8－120　自举式锯齿波形电路

不变，而 V_c 随时间上升，充电电流 $i_C=\dfrac{E-V_c}{R_c}$ 是不断减小的，造成 $V_{sc}=f(t)$ 的非线性。如果我们能设法使 E 随 V_{sc} 的增长而相应增大，就能保持充电电流恒定不变，输出锯齿波电压随 t 的上升就将是线性的。图 8－120(a) 示出了一种利用补偿电势使充电电流保持不变的锯齿波发生器原理电路。开始时，如果把开关 S 合上，那么电容器 C 被开关 S 短接，电容器中的电荷全部释放。如果这时补偿电势 $V(t)=0$，将开关 S 断开，电源 E 将通过 R 向电容 C 充电，起始充电电流为

$$i=\frac{E}{R}$$

充电开始后，V_c不断上升，充电电流将为

$$i = \frac{E - V_c + V(t)}{R}$$

式中，E与R是不变的，显然，当V_c增大时，补偿电势$V_{(t)}$如能随之增大，并与电容电压相等，则充电电流就可以保持不变，电容两端电压V_c也就可以等速上升了。图 8－120(b)所示就是实现这一设想的电路，图中晶体管VT接成射极跟随器的形式，大容量的电容器C_1则作为E的等效电源，VD是隔离二极管。它的工作过程可用图 8－121 所示的波形图说明。$t_0 \sim t_1$时间内，开关S闭合，电容C充分放电，$V_c = 0$，晶体管VT处于截止状态，$i_c = 0$，$V(t)$也等于零。

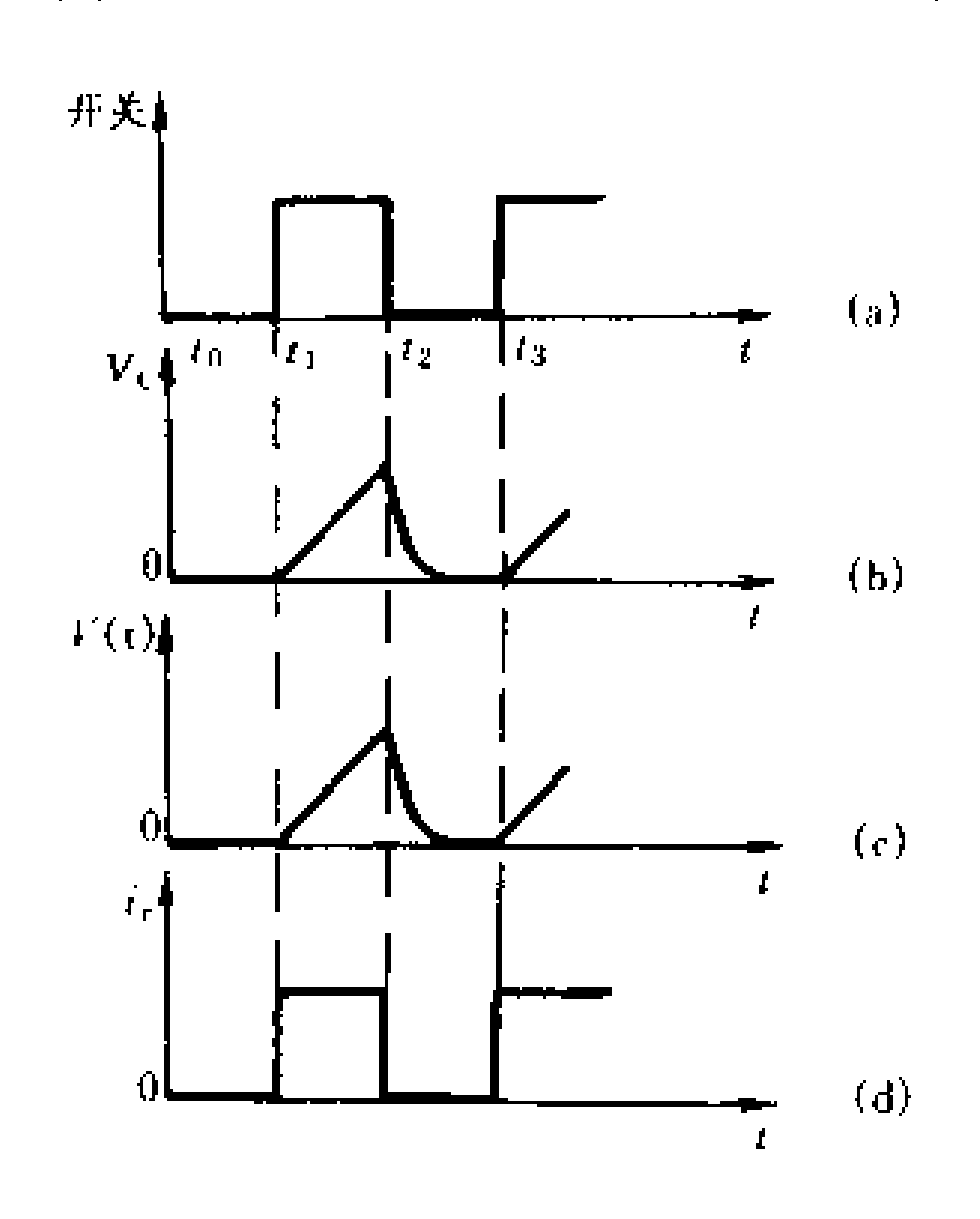


图 8－121　波形图

此时，大电容C_1被充电到电压等于E值。$t_1 \sim t_2$时间内，开关S断开，电容C由电源E通过电阻R进行充电，V_c随之上升，并使晶体管VT导通。根据射极跟随器的特性，输出电压$V(t)$跟随着输入电压V_c的变化而变化，$V(t) \approx V_c$。这个变化的输出电压，通过大电容C_1(称为自举电容)反馈到输入端，由于C_1容量很大，在整个周期内它上面的电压可以看作不变($V_{c1} \approx E$)，可等效为一个电压为E的电源。在电容C充电的过程中，电路中a点电位为

$$V_a = V(t) + E$$

由于 $V_a > E$，二极管反向偏置而截止，其等效电路与图 8 - 120(a)一样。既然电容器的充电电流是恒定的，电容器两端的电压当然是线性增长的。$t_2 \sim t_3$时间内，开关 S 又重新合上，电容 C 经开关 S 迅速放电，由于放电回路电阻很小，所以回扫时间很短，晶体管 VT 又复截止。此时大电容 C_1再次充电，使其电压上升到 E 值。这样，就获得了线性度很好的锯齿波电压。

因为电路中 V_a随着 V_b的升高而升高，好象 b 点电位的变化自动地将 a 点电位抬高起来，所以我们把这种电路叫做自举式锯齿波形成电路。显然，电路中 C_1容量越大、扫描期越短，C_1两端电压的变化就越小，扫描的线性度也就越好。但 C_1的数值过大，回扫时 C_1的充电时间较长，不利于提高扫描重复频率。

实际电路中，开关 S 都是用晶体管代替，在输入矩形脉冲的作用下，晶体管按一定周期进行开关动作，如图 8 - 122 所示。

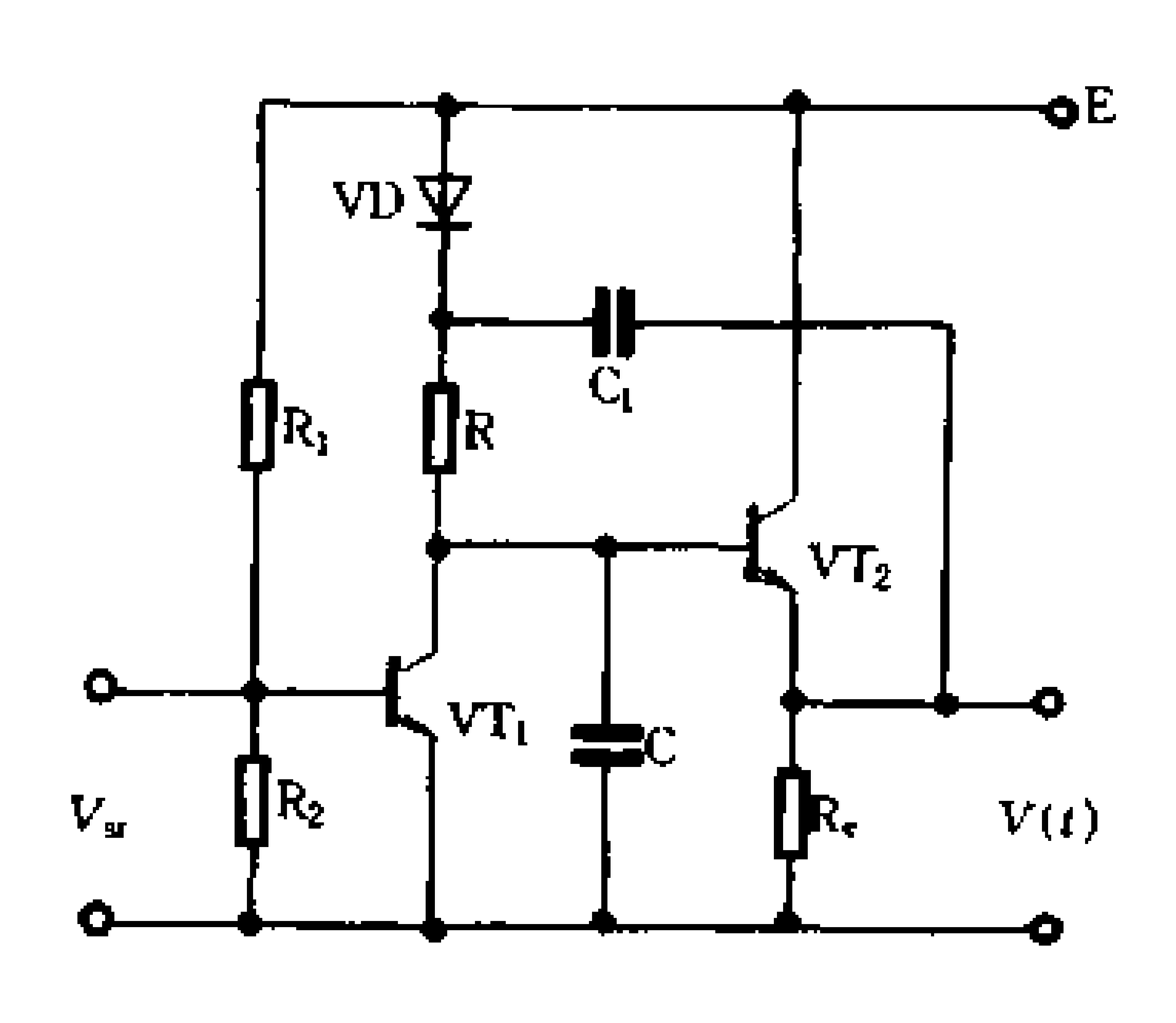


图 8 - 122　用晶体管代替开关 S

第十节　时基集成电路及其应用

555时基集成电路又叫电子定时器，它是一种多功能的器件。用它做成多谐振荡器可以产生时钟脉冲，做成单稳态触发器可获得准确的时延，还可用它组成施密特触发器以及多种控制电路，使用非常灵活、方便。555时基集成电路的电源电压范围较宽(5V～18V)，可向负载输出200mA的电流，可直接驱动继电器、发光二极管、指示灯等，其最高工作频率为500kHz。

一、时基集成电路的逻辑原理

图8－123(a)所示是555时基集成电路的逻辑原理图，图8－123(b)所示是它的外形及管脚排列。由图可见，它由比较器C_1和C_2、基本RS触发器以及集电极开路输出的放电晶体三极管VT三部分组成。它共有8个引出端，各引出端的功能如下：

1. 输入功能端

(1) 阈值(复位)端R——用$\frac{2}{3}E_c$以上的电压输入，可使电路复位，即输出端Q处于低电平“0”，放电管VT导通。

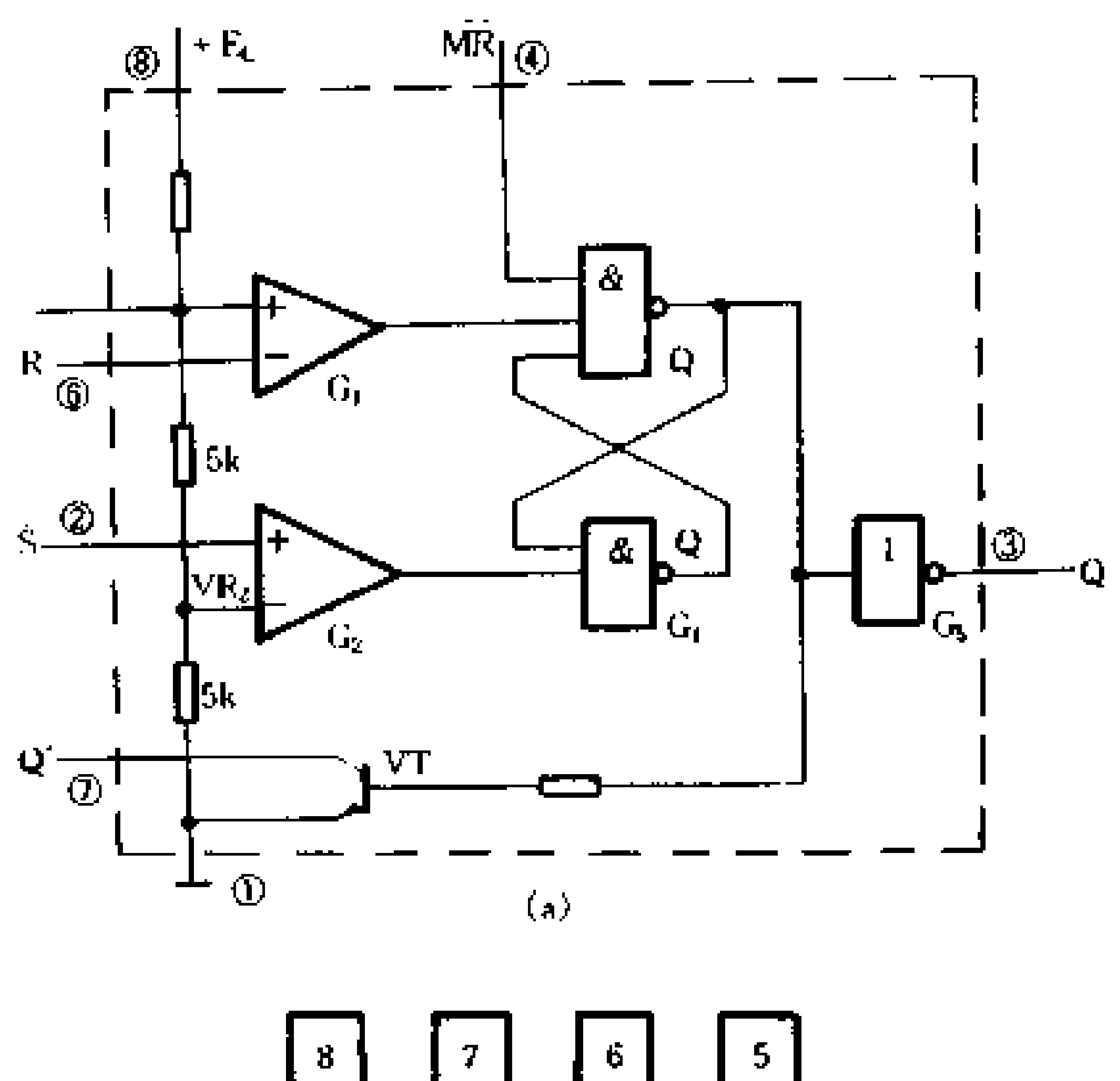
(2) 触发(置位)端$\bar{S}$——用低于$\frac{1}{3}E_c$的电压输入，可使电路置位，即输出端Q处于高电平“1”，放电管VT截止。

(3) 强制复位端$\overline{MR}$——当这个端子外加低电平“0”时，不论R、$\bar{S}$端处于何种电平，电路均处于复位状态。

(4) 电位控制端V_c——此端加入外部电压，可以改变电路内部两个比较器的比较阈值，从而控制电路翻转门限。

2. 输出功能端

(1) 输出端Q——有两个输出状态“0”和“1”。



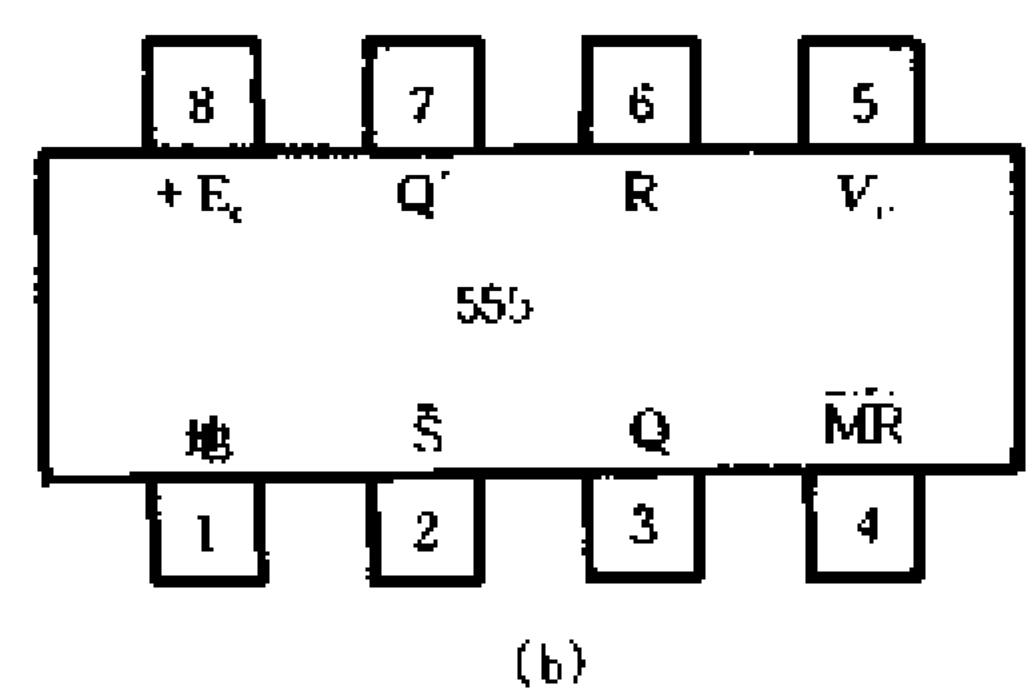


图 8－123　时基集成电路的逻辑原理及外形图

(2) 放电端 Q'——接电路内部放电管的集电极，用来控制外部定时电容放电与充电。

3. 工作电源端

(1) 电源正端 E_c。

(2) 地端 GND。

由逻辑图可见，阈值端 R 是比较器 G_1的输入端，触发端 $\overline{S}$ 是比较器 G_2的输入端。G_1和 G_2的参考电压 V_{R1}和 V_{R2}由 E_c经三

个 5kΩ 电阻分压给出。在控制端 V_c悬空时，$V_{R1}=\frac{2}{3}E_c$，$V_{R2}=\frac{1}{3}E_c$。如果 V_c外接固定电压，则 $V_{R1}=V_c$，$V_{R2}=\frac{1}{2}V_c$。

当 R 端所加电压大于 V_{R1}，$\bar{S}$ 所加电压大于 V_{R2}时，比较器 G_1的输出为"1"，基本 RS 触发器被置"0"；当 R 端所加电压小于 V_{R1}、$\bar{S}$ 端所加电压小于 V_{R2}时，基本 RS 触发器被置"1"。

基本 RS 触发器置 1 时，晶体管 VT 截止；基本 RS 触发器置 0 时，VT 导通，可以为外接电容提供一个接地的放电通路。

为提高电路的带负载能力，在输出端接入一个非门 G_5。

二、用 555 电路组成多谐振荡器

采用 555 时基集成电路，可以组成多种形式的自激多谐振荡器。下面介绍几种实用电路。

1. 典型多谐振荡器

图 8－124 所示是典型多谐振荡器电路。当电源接通时，E_c通过电阻 R_A、R_B向电容器 C 充电，充电开始瞬间，由于 2 脚处于 0 电平，故输出端 Q 为高电平；当电源经 R_A、R_B向 C 充电到 $R=\bar{S}\geqslant 2/3E_c$时，输出端 Q 由高电平变为低电平。此时，放电管 VT 导通，电容 C 经 R_B和放电管(7 脚)放电，放电到 $\bar{S}=R\leqslant 1/3E_c$时，输出端 Q 又由低电平变为高电平，电容 C 又再次充电，如此循环往复，形成振荡，Q 端输出周期性的矩形脉冲。

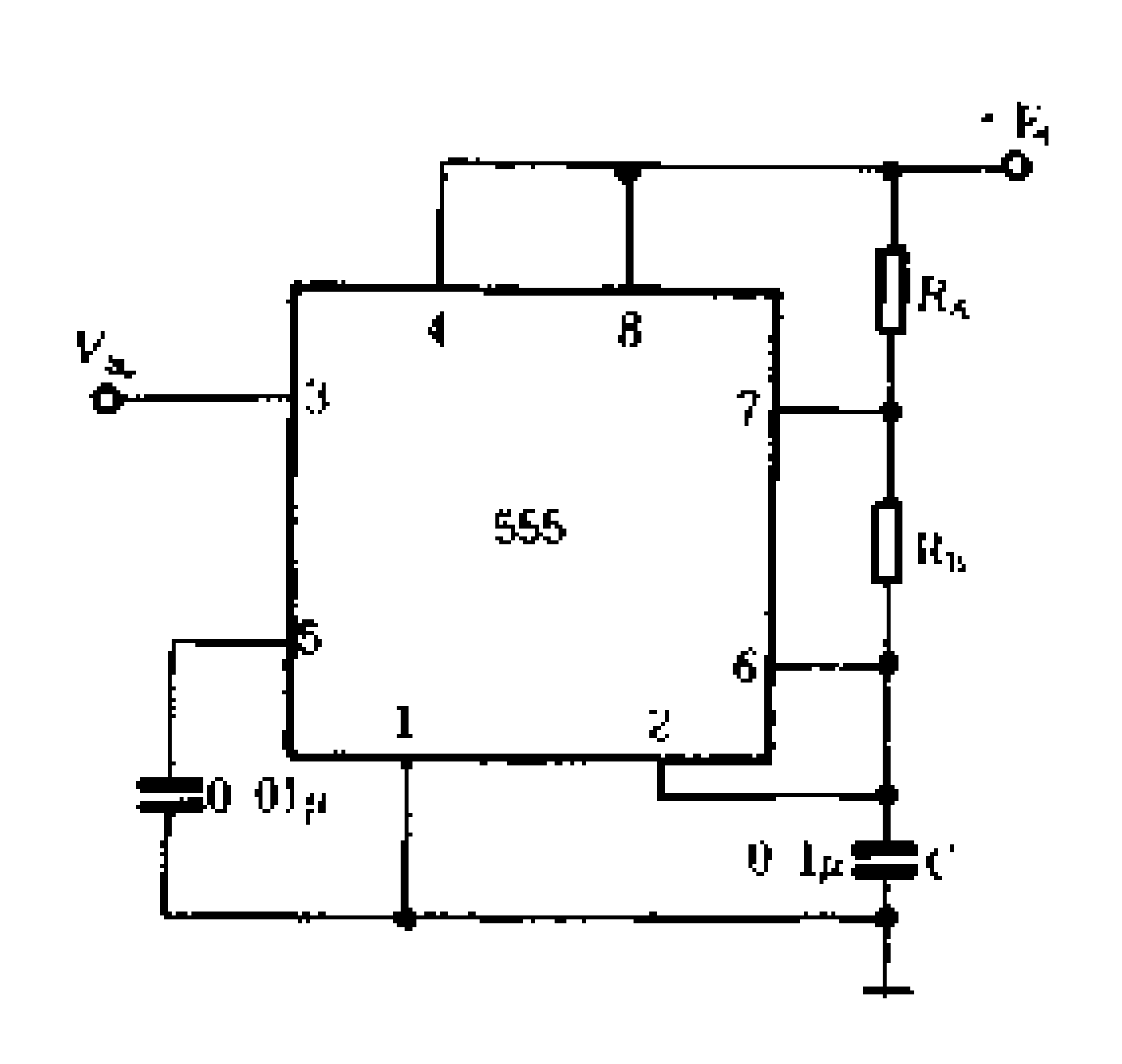


图 8－124 典型多谐振荡器

脉冲周期由充电时间 $t_{高}$ 和放电时间 $t_{低}$ 决定：

充电时间　　$t_{高}=0.695(R_A+R_B)C$

放电时间　　$t_{低}=0.695R_BC$

振荡周期　　$T=t_{高}+t_{低}=0.695(R_A+2R_B)C$

占空比　　$D=\dfrac{t_{高}}{T}=\dfrac{R_A+R_B}{R_A+2R_B}$

显然，改变 R_A、R_B 可以改变振荡频率和占空比，$f=\dfrac{1}{T}$，振荡频率可在 0.001Hz～500kHz 间任意选择，占空比可在 0.01%～99.99%范围内调节。

2. 占空比可调的多谐振荡器

图 8－125 所示是一种占空比在 0.01%～99.99%范围内连续可调的多谐振荡器的实际电路。图中利用二极管 VD_1、VD_2 的引导作用将电位器 RP 被滑臂分开的两段电阻 RP_1、RP_2 分别划

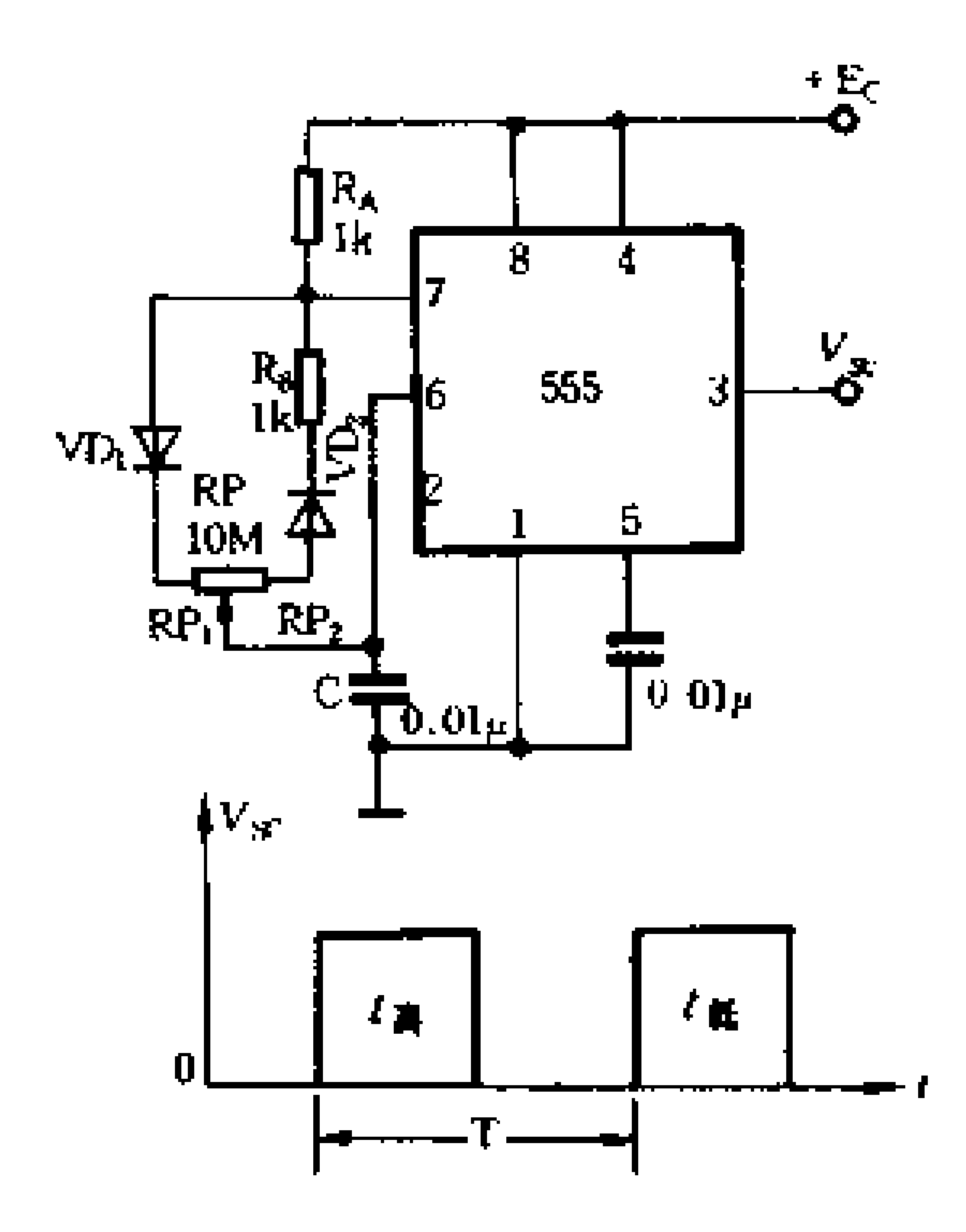


图 8－125　占空比可调的多谐振荡器

入充电回路和放电回路，调节电位器 RP，就可以改变充电回路的时间常数，从而改变占空比。

充电时间　　$t_{高}=0.695(R_A+RP_1)C$

放电时间　　$t_{低}=0.695(R_B+RP_2)C$

振荡周期　　$T=0.695(R_A+R_B+RP)C$

当电位器 RP 的滑臂滑向右端时，$RP_1=RP=10M\Omega$ 占空比为

$$D'_{max}=\frac{t_{高}}{T}=\frac{0.695(1k\Omega+10M\Omega)C}{0.695(1k\Omega+10M\Omega+1k\Omega)C}\approx 99.99\%$$

当电位器滑向左端时，$RP_1=0$，占空比为：

$$D_{min}=\frac{t_{高}}{T}=\frac{0.695\times 1k\Omega\times C}{0.695\times(1k\Omega+1k\Omega+10M\Omega)C}\approx 0.01\%$$

这种电路的振荡频率 f 和周期 T 是定值，不受电位器滑臂位置的影响。

3. 频率及占空比均能连续调节的多谐振荡器

图 8－126 所示是在图 8－125 的基础上增加了一个电位器

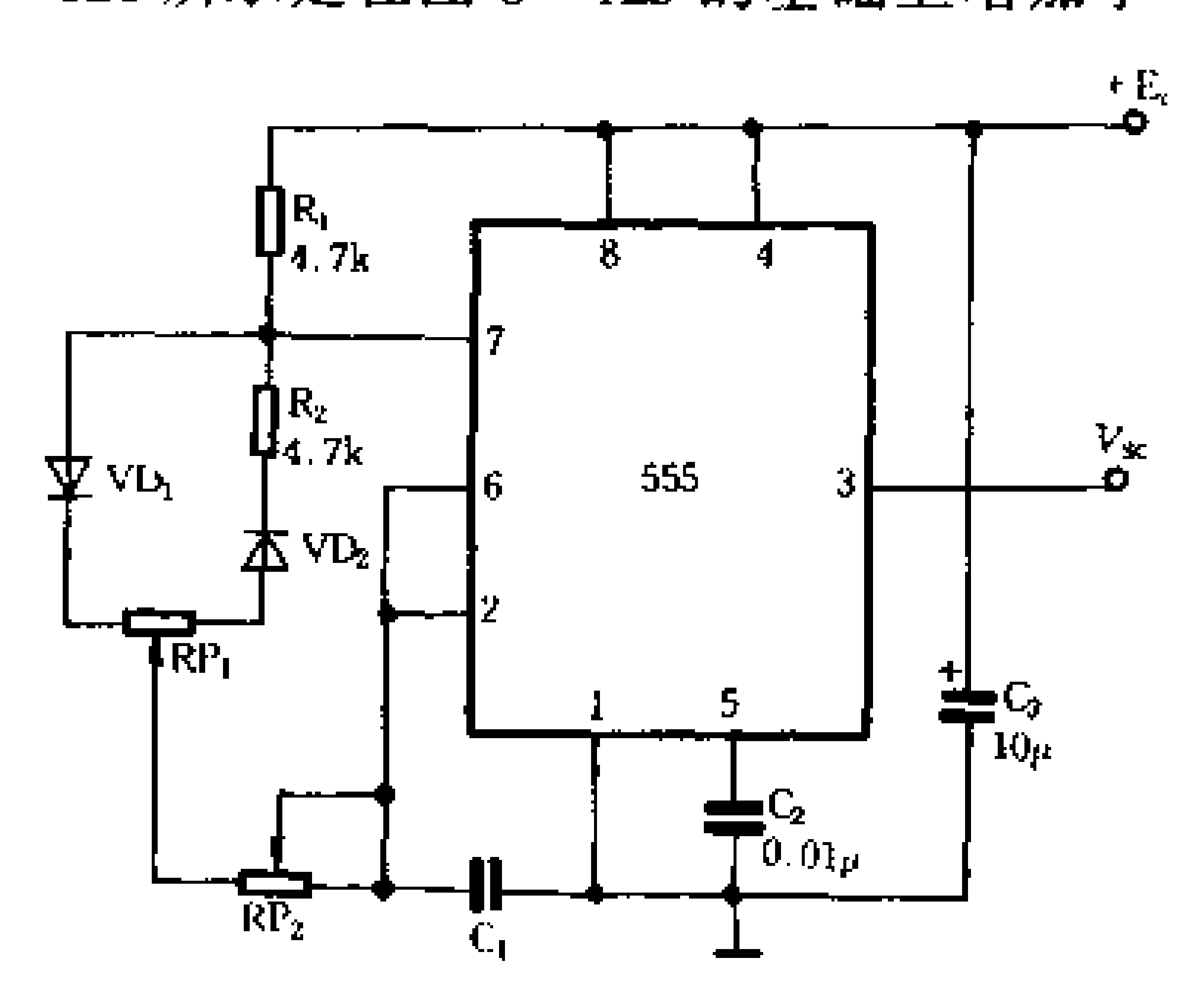


图 8－126　频率及占空比可调的多谐振荡器

RP_2,既具有占空比连续可调的特点,又能调节振荡频率。由图可见,电容 C_1的充电回路为 $+E_c \rightarrow R_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow RP_1 \rightarrow RP_2 \rightarrow C_1 \rightarrow$ 地;放电回路为 $C_1 \rightarrow RP_2 \rightarrow RP_1 \rightarrow VD_2 \rightarrow R_2 \rightarrow$ 内部放电管 VT→地。当 $R_1 = R_2$,RP_1调到中心点或不用时,因充放电时间基本相等,其占空比约为 50%,此时调节电位器 RP_2,可以改变振荡频率,而占空比不变。若 RP_2不变,调节 RP_1时,仅可改变占空比,频率不会变化。所以,接通电源后,应先调节 RP_2,使频率为选定值,再调节 RP_1,获得需要的占空比。

三、用 555 电路组成单稳态触发器

图 8-127 所示是用 555 时基集成电路组成的单稳态触发器。定时元件由 R_A和 C 组成,决定着输出脉冲的宽度。$\bar{S}$ 端(触发端)作为触发脉冲输入端。

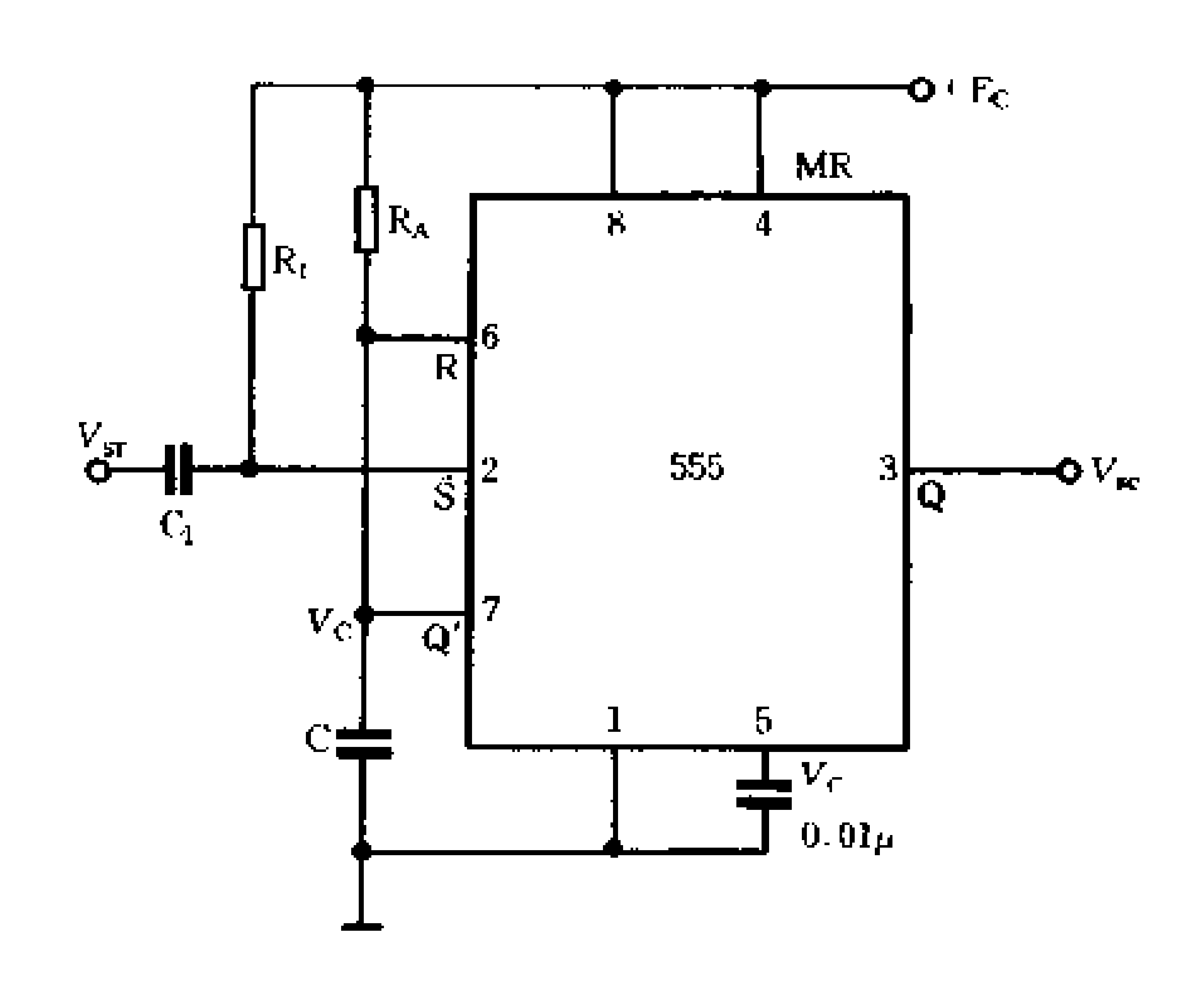


图 8-127 用 555 组成的单稳态触发器

接通电源后，若 $\bar{S}$ 端无触发脉冲输入，则电源 + E_c 将通过 R_A 向电容 C 充电，充电到 $2/3E_c$ 时，电路复位，Q = 0，放电管 VT 导通，C 经放电管放电，这就是电路的稳定状态。

外来触发脉冲 V_{sr} 到来时，经 C_1、R_1 微分，作为低电平触发输入，使触发端 $\bar{S}$ 接收小于 $1/3E_c$ 的脉冲，使输出端 Q = 1，电路进入暂稳态。此时，放电管 VT 截止，E_c 经 R_A 给 C 充电，经过一定的时间（暂稳态维持时间），Q 又变为 0，返回稳定状态。输出脉冲宽度 t_k 可由下式算出

$$t_k \approx 1.1R_AC$$

通常 R_A 值可在几百欧姆到几兆欧姆之间选取，电容 C 的取值范围为几百皮法到几百微法，t_k 的对应范围为几微秒到几分钟。

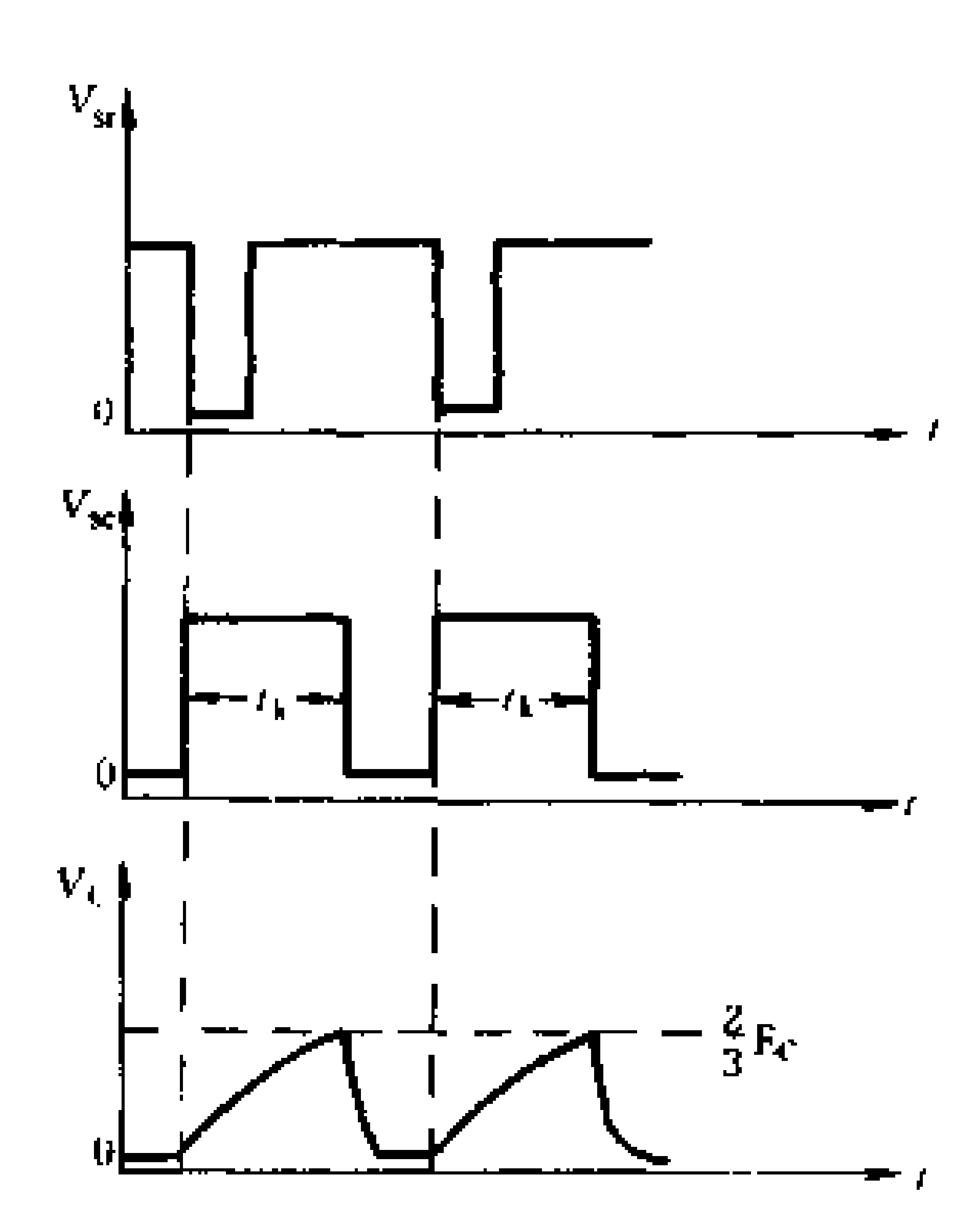


图 8－128　单稳态触发器电路的典型电压波形

图 8－128 画出了触发脉冲、电容上的电压以及输出脉冲的波形。

四、用 555 电路组成的施密特触发器

图 8－129 所示是用 555 时基集成电路组成的施密特触发器。由图可见，将 R 端与 $\bar{S}$ 端连在一起，作为信号输入端，就具有施密特触发器的电路功能。为了提高比较器参考电压 V_{R1} 和 V_{R2} 的稳定性，通常在控制端 V_c 与地之间接有 0.01μF 的滤波电

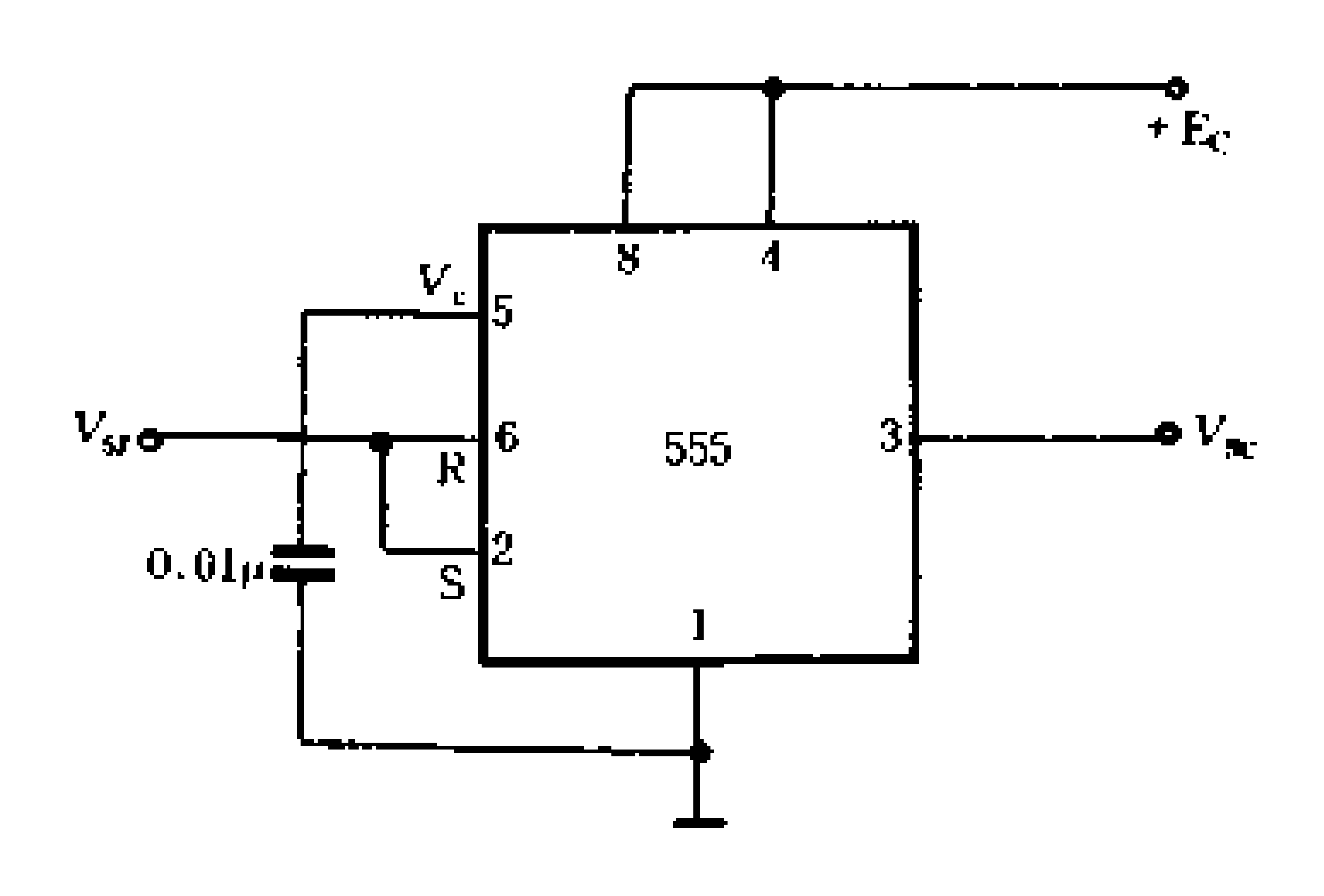


图 8－129 用 555 电路组成的施密特触发器

容。

当输入电压 V_{sr}从 0 值开始增加，但 $V_{sr} < \frac{1}{3}E_c$时，输出端 Q 为高电平“1”；此后 V_{sr}继续增大，处于$\frac{1}{3}E_c < V_{sr} < \frac{2}{3}E_c$时，输出端 Q 仍为高电平“1”；直到 $V_{sr} > \frac{2}{3}E_c$ 以后，电路复位，输出端 Q 为低电平“0”。因此，$V_{T+} = \frac{2}{3}E_c$。

若 V_{sr}从高于$\frac{2}{3}E_c$开始下降，当$\frac{1}{3}E_c < V_{sr} < \frac{2}{3}E_c$时，输出端 Q 保持低电平“0”不变；当 $V_{sr} < \frac{1}{3}E_c$以后，输出端 Q 为高电平“1”。因此，$V_{T-} = \frac{1}{3}E_c$。

这种施密特电路的回差为

$$\Delta T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{1}{3}E_c$$

根据以上分析，可绘出这种施密特触发器的电压传输特性，如图

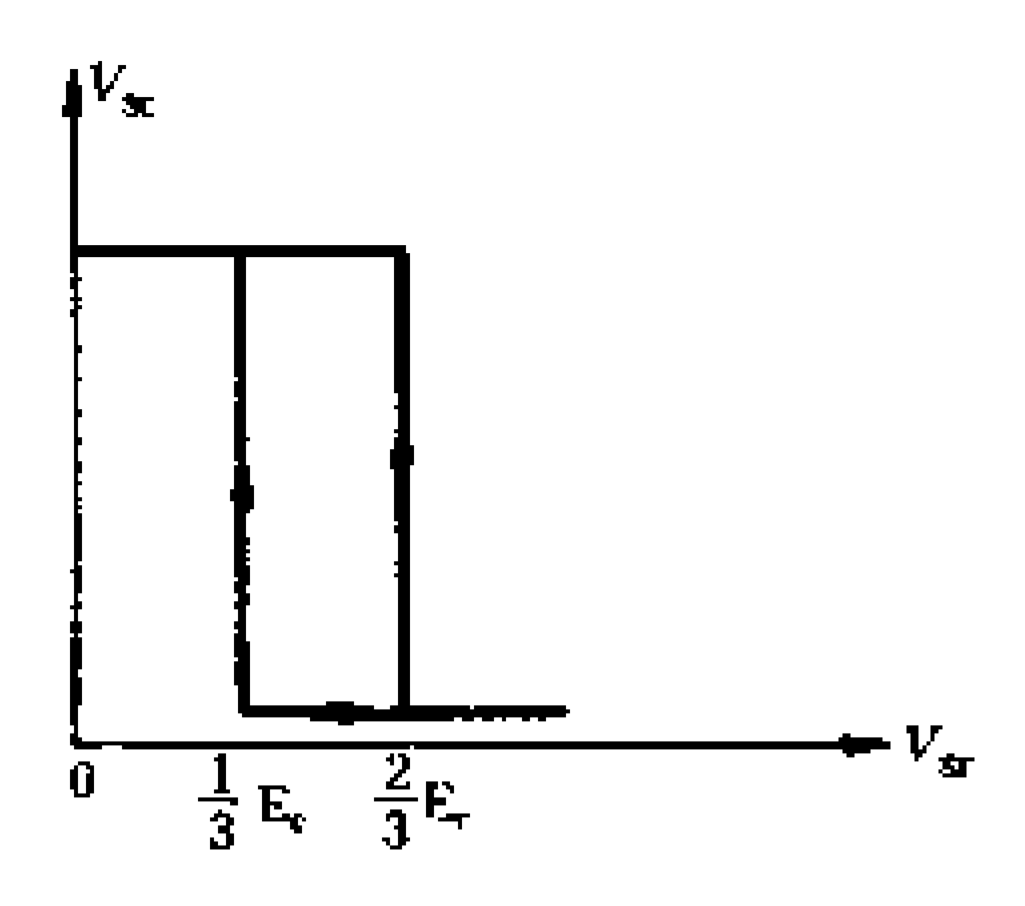


图 8－130 电压传输特性

8－130所示。

五、用555电路组成的锯齿波发生器

图8－131所示是由555时基集成电路组成的锯齿波发生器。由图可见，555电路外接R_1、R_2、R_3和C_1等，组成了一个多谐振荡器。电容器C_1由电源电压经R_1、R_2及R_3充电；通过R_3及内部放电管VT放电。因此，在放电端Q′获得锯齿波。

为了使锯齿波扫描部分有良好的线性度，在Q′端外接了晶体管射极跟随器，并由C_2构成自举电路，线性度可以达到1%以内。

图8－131所示的实验电路，振荡频率为665Hz。

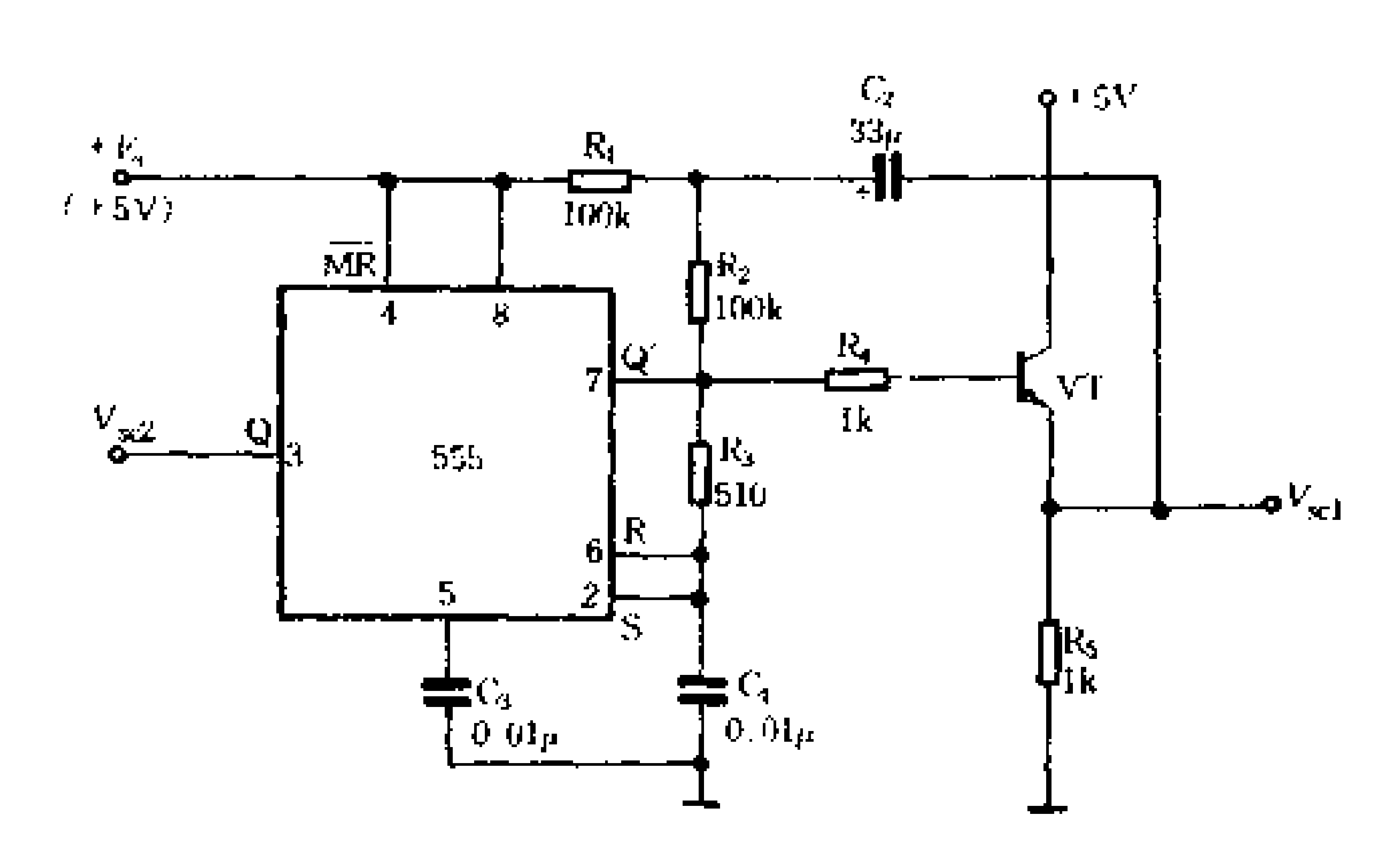


图8－131　用555电路组成的锯齿波发生器

［Ｇｅｎｅｒａｌ　Ｉｎｆｏｒｍａｔｉｏｎ］
书名＝无线电爱好者丛书精品系列　无线电爱好才读本（上）
作者＝
页数＝５９９
ＳＳ号＝０
出版日期＝